

# **Modellierung und Regelung von Transversalflussmaschinen unter Berücksichtigung harmonischer Stromkomponenten**

Von der Fakultät für Elektrotechnik, Informationstechnik, Physik  
der Technischen Universität Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig

zur Erlangung des Grades eines Doktors  
der Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation

von Dipl.-Ing. Jan Frederik Klöck

aus Bonn

eingereicht am: 09.11.2015

mündliche Prüfung am: 20.04.2016

1. Referent: Prof. Dr.-Ing. Walter Schumacher
2. Referent: Prof. Dr.-Ing. Bernd Orlik

Druckjahr: 2016



## Vorwort

Die vorliegende Dissertation entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Regelungstechnik der Technischen Universität Braunschweig.

Mein außerordentlicher Dank gilt meinem Doktorvater Herrn Prof. Dr.-Ing. Walter Schumacher für die Förderung meiner wissenschaftlichen Arbeit, für die fachlichen Gespräche und die Freiräume bei der Gestaltung dieser Arbeit.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Bernd Orlik danke ich für die Übernahme des Ko-referats, das Interesse an meiner Arbeit sowie die wertvollen fachlichen Hinweise zu dieser Dissertation. Herrn Prof. Dr.-Ing. Markus Henke danke ich für die Übernahme des Prüfungsvorsitzes.

Mein herzlicher Dank gilt meinen ehemaligen Kollegen am Institut für Regelungstechnik, die durch ihre Hilfsbereitschaft und durch freundschaftlichen Umgang in hohem Maße zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben. Ich danke Dipl.-Ing. Bernd Amlang für die vielen fachlichen Diskussionen zum praktischen Aufbau der Prüfstände sowie Dr.-Ing. Thomas Orlik und Dr.-Ing. Michael Lux für die wertvollen Anregungen zur initialen Ausrichtung meiner wissenschaftlichen Arbeit, die fortwährende fachliche Diskussion sowie für die Durchsicht des Manuskripts. Bei meinen ehemaligen Kollegen Dr.-Ing. Mauro Calabria, Dipl.-Wirtsch.-Ing. Onno Martens und Dipl.-Ing. Michael Homann bedanke ich mich für ihre Unterstützung und den großartigen Zusammenhalt in aufregenden Zeiten.

Mein größter Dank gilt meinen Eltern, deren liebevolle Unterstützung und unermüdliche Förderung meinen gesamten Werdegang begleitet haben.



---

# Inhaltsverzeichnis

<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>VII</b>
<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>IX</b>
<b>Kurzfassung</b>	<b>XIV</b>
<b>Abstract</b>	<b>XV</b>
<b>1 Einleitung</b>	<b>1</b>
<b>2 Stand der Forschung und Technik</b>	<b>5</b>
2.1 Konstruktionsmerkmale von Transversalflussmaschinen . . . . .	5
2.2 Modellierung von Transversalflussmaschinen . . . . .	8
2.3 Regelung von Transversalflussmaschinen . . . . .	11
<b>3 Modellierung</b>	<b>14</b>
3.1 Magnetisches Verhalten eines Polpaares . . . . .	14
3.1.1 Luftspaltkopplung . . . . .	16
3.1.2 Permanenterregte Transversalflussmaschine . . . . .	19
3.1.3 Transversalflussreluktanzmaschine . . . . .	21
3.2 Drehmomentbildung . . . . .	23
3.3 Stromdynamik . . . . .	25
3.3.1 Eingrößen-Modell . . . . .	25
3.3.2 Mehrgrößen-Modell . . . . .	29
<b>4 Reglerstrukturen</b>	<b>38</b>
4.1 Spektraler Zustandsregler . . . . .	38
4.1.1 Wahl der Systemordnung . . . . .	40
4.1.2 Dynamikvorgabe . . . . .	41
4.1.3 Modellbasierte Vorsteuerung . . . . .	41
4.2 Multiresonanter Regler . . . . .	43
4.3 Multiresonante Modellfolgeregelung . . . . .	48
4.3.1 Implementierung . . . . .	48
<b>5 Identifikation</b>	<b>53</b>
5.1 Permanenterregte Transversalflussmaschine . . . . .	54
5.1.1 Feldschwäcbereich . . . . .	57

5.2	Transversalflussreluktanzmaschine . . . . .	58
5.2.1	Feldschwächbereich . . . . .	60
5.3	Betriebsführung . . . . .	62
5.3.1	Alternative Betriebsarten . . . . .	64
<b>6</b>	<b>Experimentelle Analyse</b>	<b>67</b>
6.1	Prüfstandsbeschreibung . . . . .	67
6.1.1	Permanenterregte Transversalflussmaschine . . . . .	68
6.1.2	Transversalflussreluktanzmaschine . . . . .	70
6.2	Parameteridentifikation . . . . .	71
6.2.1	Permanenterregte Transversalflussmaschine . . . . .	72
6.2.2	Transversalflussreluktanzmaschine . . . . .	80
6.3	Regelung . . . . .	92
6.3.1	Modellbasierte Vorsteuerung . . . . .	92
6.3.2	Multiresonante Regelung . . . . .	95
6.3.3	Multiresonante Modellfolgeregelung . . . . .	97
<b>7</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>102</b>
	<b>Referenzen</b>	<b>106</b>
	<b>Veröffentlichungen im Rahmen dieser Dissertation</b>	<b>111</b>
	<b>Interne Berichte und betreute studentische Arbeiten</b>	<b>112</b>

## Abbildungsverzeichnis

2.1	Magnetkreisskizze einer Longitudinalflussmaschine nach [46] . . . . .	5
2.2	Magnetkreisskizze einer Transversalflussmaschine in Flachmagnetanordnung nach [46] . . . . .	6
2.3	Magnetkreisskizze einer Transversalflussmaschine in Sammleranordnung nach [2] . . . . .	7
2.4	Elektrisches Ersatzschaltbild eines Strangs . . . . .	9
3.1	Prinzipskizze eines Polpaares: PMTFM (a) und TFRM (b) .	15
3.2	Magnetisches Ersatzschaltbild: PMTFM (a) und TFRM (b)	15
3.3	Magnetisches Ersatzschaltbild der Luftspaltübertragung .	17
3.4	Magnetisches Ersatzschaltbild einer PMTFM . . . . .	19
3.5	Magnetisches Ersatzschaltbild einer TFRM . . . . .	22
3.6	Eingrößen-Modell der Stromdynamik einer TFM . . . . .	27
3.7	Zustandsraumdarstellung der Stromdynamik einer TFM .	35
3.8	Blockschaltbild der Grundfrequenz einer PMTFM . . . . .	36
4.1	Blockschaltbild des zustandsgeregelten Systems . . . . .	40
4.2	Blockschaltbild der modellbasierten Vorsteuerung . . . . .	43
4.3	Frequenzvarianter proportional-resonanter Regler . . . . .	45
4.4	Frequenzvarianter proportional-multiresonanter Regler . .	47
4.5	Blockschaltbild der multiresonanten Modellfolgeregelung	49
6.1	Parameter $L_{S0}$ über $i_A$ bei Variation von $\phi$ . . . . .	72
6.2	Parameter $L_{S2}$ über $i_A$ bei Variation von $\phi$ . . . . .	73
6.3	Parameter $\Psi_{P1}$ über $i_A$ bei Variation von $\phi$ . . . . .	74
6.4	Parameter $\Psi_{P3}$ über $i_A$ bei Variation von $\phi$ . . . . .	75
6.5	Parameterverlauf $L_S(\varepsilon)$ über $i_A$ bei $\phi = 0$ . . . . .	76
6.6	Parameterverlauf $L_S(\varepsilon)$ über $i_A$ bei $\phi = 1$ . . . . .	76
6.7	Parameterverlauf $\Psi_P(\varepsilon)$ über $i_A$ bei $\phi = 0$ . . . . .	77
6.8	Parameterverlauf $\Psi_P(\varepsilon)$ über $i_A$ bei $\phi = 1$ . . . . .	78
6.9	PMTFM Strangstromverläufe über $\varepsilon$ bei $\phi = 0$ . . . . .	78
6.10	PMTFM Strangstromverläufe über $\varepsilon$ bei $\phi = 1$ . . . . .	79
6.11	Parameter $L_{S0}$ über $i_A$ bei Variation von $\phi$ . . . . .	81
6.12	Parameter $L_{S2}$ über $i_A$ bei Variation von $\phi$ . . . . .	82
6.13	Parameterverlauf $L_S(\varepsilon)$ über $i_A$ bei $\phi = 0$ . . . . .	83
6.14	Parameterverlauf $L_S(\varepsilon)$ über $i_A$ bei $\phi = 1$ . . . . .	84

6.15	TFRM Strangstromverläufe über $\varepsilon$ bei $\phi = 0$ . . . . .	85
6.16	TFRM Strangstromverläufe über $\varepsilon$ bei $\phi = 1$ . . . . .	86
6.17	Drehmomentverläufe für Sinusquadrat-förmige Drehmomentpulse (a), minimierte thermische Verluste (b) und sinusförmige Basisströme (c) . . . . .	87
6.18	Drehmomentgradient für Sinusquadrat-förmige Drehmomentpulse (a), minimierte thermische Verluste (b) und sinusförmige Basisströme (c) . . . . .	88
6.19	Strangstromverläufe für Sinusquadrat-förmige Drehmomentpulse (a), minimierte thermische Verluste (b) und sinusförmige Basisströme (c) . . . . .	89
6.20	Verlauf des verketteten Flusses für Sinusquadrat-förmige Drehmomentpulse (a), minimierte thermische Verluste (b) und sinusförmige Basisströme (c) . . . . .	89
6.21	Verketteter Fluss-Strangstrom-Trajektorie für Sinusquadrat-förmige Drehmomentpulse (a), minimierte thermische Verluste (b) und sinusförmige Basisströme (c) . . . . .	90
6.22	Gradient des verketteten Flusses für Sinusquadrat-förmige Drehmomentpulse (a), minimierte thermische Verluste (b) und sinusförmige Basisströme (c) . . . . .	91
6.23	Systemantwort des gesteuerten Systems bei alternierender Führungsanregung . . . . .	93
6.24	Systemantwort des geregelten Systems bei alternierender Führungsanregung . . . . .	96
6.25	Frequenzspektrum des Regelfehlers bei resonanter Regelung und multiresonanter Regelung . . . . .	97
6.26	Systemantwort der Modellfolgeregelung bei alternierender Führungsanregung (PMTFM) . . . . .	98
6.27	Systemantwort der Modellfolgeregelung bei alternierender Führungsanregung (TFRM) . . . . .	99
6.28	Reversiervorgang der Modellfolgeregelung (PMTFM) . . .	101
6.29	Reversiervorgang der Modellfolgeregelung (TFRM) . . . .	101



## Tabellenverzeichnis

6.1	Nerndaten PMTFM (Auslegung) . . . . .	68
6.2	Nerndaten TFRM (Auslegung) . . . . .	70

## Symbolverzeichnis

### Darstellung

$x, X$	Skalar
$\underline{x}$	Vektor
$\underline{\underline{X}}$	Matrix

### Häufig verwendete Indizes

$S$	Stator, Strang
$P$	Permanentmagnet, Permanenterregung
$\mu, \gamma, \nu, \kappa$	Reihenindex
$s$	Sinus-Fourierkomponente
$c$	Cosinus-Fourierkomponente
$I - IV$	Strangnummer

### Formelzeichen

<i>Abkürzung</i>	<i>Beschreibung</i>	<i>Einheit</i>
$\underline{\underline{A}}_R$	Dynamikmatrix des zustandsgeregelten Systems	-
$B_S$	Flussdichte (statorseitig erregt)	Vs/m <sup>2</sup>
$\underline{\underline{C}}$	Lageabhängige Ausgangsmatrix der Zustandsraumdarstellung	-
$C_\kappa$	Cosinus-Fourierkoeffizienten der Strangspannung	V
$\varepsilon$	Rotorlage (elektrisch)	rad
$\varepsilon'$	Korrigierte Rotorlage (elektrisch)	rad
$e_S$	Regelfehler (Strom)	A

$e_{\sin}$	Interne Rechengröße des frequenzvarianten Resonators	A
$e_{\cos}$	Interne Rechengröße des frequenzvarianten Resonators	A
$G_S$	Magnetischer Leitwert - Statoreisen	Vs/A
$G_{\sigma S}$	Magnetischer Leitwert - Statorstreupfade	Vs/A
$G_P$	Magnetischer Leitwert - Permanentmagnete	Vs/A
$G_{\sigma P}$	Magnetischer Leitwert - Permanentmagnetstreupfade	Vs/A
$G_R$	Magnetischer Leitwert - Rotor	Vs/A
$G_{1,2}$	Magnetischer Leitwert - Luftspalt	Vs/A
$G_0$	Magnetischer Leitwert - Luftspaltstreupfade	Vs/A
$G_d$	Magnetischer Leitwert - Luftspaltkopplung	Vs/A
$G_{S,\text{Eff}}$	Effektiver magnetischer Leitwert (Stator)	Vs/A
$G_{P,\text{Eff}}$	Effektiver magnetischer Leitwert (Rotor)	Vs/A
$G_{C,\text{Eff}}$	Effektiver magnetischer Leitwert (Kopplung)	Vs/A
$G_N^{-2}$	Kehrwert der Determinanten der Leitwertmatrix	$A^2/(Vs)^2$
$\underline{\underline{G}}$	Matrix der Zustandsraumdarstellung	Vs/A
$\underline{\underline{H}}_1$	Matrix der Zustandsraumdarstellung	V/A
$\underline{\underline{H}}_2$	Matrix der Zustandsraumdarstellung	Vs/A
$i_S$	Strangstrom	A
$i_{\nu,c}$	Cosinus-Fourierkoeffizienten des Strangstromes	A
$i_{\nu,s}$	Sinus-Fourierkoeffizienten des Strangstromes	A
$\underline{i}$	Zustandsvektor - spektrale Zusammensetzung des Strangstromes	A
$i_A$	Strombelastung	A
$L_S$	Stranginduktivität	Vs/A
$L_{Si}$	Fourierkoeffizienten der Stranginduktivität	Vs/A
$\underline{L}$	Parametervektor	Vs/A
$m$	Drehmoment	Nm
$m_p$	Drehmomentpuls	Nm
$m_0$	Höhe des Drehmomentpulses	Nm
$n$	Drehzahl	U/min

$\omega$	Kreisfrequenz (elektrisch)	rad/s
$\underline{\underline{\Omega}}$	Matrix zur Parameterbestimmung	A/s
$\Phi_{1,2}$	Luftspaltfluss (statorseitig, rotorseitig)	Vs
$\Phi_S$	Magnetischer Statorfluss	Vs
$\Phi_P$	Magnetischer Fluss durch die Permanentmagnete	Vs
$\Psi_S$	Verketteter Statorfluss	Vs
$\Psi_P$	Permanenterregter verketteter Fluss	Vs
$\Psi_{Pj}$	Fourierkoeffizienten des permanenterregten verketteten Fluss	Vs
$\underline{p}$	Vektor der Zustandsraumdarstellung	Vs
$\varphi_k$	Phasenkorrekturwinkel	rad
$\phi, \varphi$	Phasenlage	rad
$P_M$	Mechanische Leistung	W
$P_{Th}$	Thermische Verlustleistung	W
$R_S$	Strangwiderstand	V/A
$\underline{R}_1$	Matrix der Zustandsregelung	V/A
$\underline{R}_2$	Matrix der Zustandsregelung	Vs/A
$\mathcal{S}_\kappa$	Sinus-Fourierkoeffizienten der Strangspannung	V
$\Theta_S$	Durchflutung (statorseitig erregt)	A
$\Theta_P$	Durchflutung (permanenterregt)	A
$\Theta_{1,2}$	Luftspaltdurchflutung (statorseitig, rotorseitig)	A
$\tau$	Polteilung	m
$T_{Abt}$	Abtastzeit	s
$T_{PWM}$	Periodendauer der Pulsweiten-Modulation	s
$u_S$	Strangspannung	V
$u_{\kappa,c}$	Cosinus-Fourierkoeffizienten der Strangspannung	V
$u_{\kappa,s}$	Sinus-Fourierkoeffizienten der Strangspannung	V
$\underline{u}$	Eingangsvektor - spektrale Zusammensetzung der Strangspannung	V
$\tilde{\underline{u}}$	Spannungsvektor zur Parameterbestimmung	V
$\underline{V}$	Matrix der Zustandsregelung	-
$W_{Mag}$	Magnetische Energie	Ws

---

$\Xi_A$	Basisstromverlauf	A
$\xi$	Thermische Ausnutzung	s/rad

## Abkürzungen

TFM	Transversalflussmaschine
TFRM	Transversalflussreluktanzmaschine
PMTFM	Permanenterregte Transversalflussmaschine
FE	Finite-Elemente
PWM	Pulsweiten-Modulation
FPGA	Field-Programmable-Gate-Array
DSP	Digitaler Signalprozessor
UniMoP	Universeller Motoren Prüfstand

## Kurzfassung

In modernen Anwendungen ist der Stromregelkreis der innerste Regelkreis einer Antriebsregelkaskade für elektrische Maschinen. Dieser bestimmt maßgeblich die erzielbare Leistungsfähigkeit der gesamten Antriebsregelung. Die Anforderungen an die Dynamik und Genauigkeit eines geschlossenen Stromregelkreises sind insbesondere bei Transversalflussmaschinen sehr hoch, um einen hochdynamischen Betrieb mit geringer Drehmomentwelligkeit erzielen zu können.

Die Eingrößen-Stromregelstrecke weist durch das elektromagnetische Verhalten der Maschine periodische Störgrößen und Parameterverläufe auf. Hieraus resultieren bei mangelhafter Kompensation dieser periodischen Signale Harmonische der Synchronfrequenz im Strangstrom. Um die gewünschte Genauigkeit der Stromregelung zu erzielen, muss das nichtlineare Verhalten der Maschine in der Regelung berücksichtigt werden.

Inhalt dieser Arbeit ist die Herleitung eines dynamischen Modells der Transversalflussmaschine, welches die Dynamik des Strangsstromes für die Synchronfrequenz sowie ihre Harmonischen beschreibt. Es wird eine Transformation der Modellgleichungen vorgestellt, welche die Darstellung des eingeschwungenen Zustands des Wechselstromes einschließlich seiner Harmonischen durch Gleichgrößen ermöglicht. Die spektrale Beschreibung der Stromdynamik erlaubt die analytische Auslegung einer spektralen Zustandsregelung für Transversalflussmaschinen. Diese wird in Kombination mit einem multiresonanten Regler in einer Modellfolge-regelung eingesetzt. Die Identifikation der Streckenparameter wird ebenso wie die Regelung experimentell erprobt. Es werden sowohl permanent-erregte Transversalflussmaschinen wie auch Transversalflussreluktanzmaschinen beschrieben.

## Abstract

In modern applications the phase current control loop represents the inner loop of a drive control system for electrical machines. It largely determines the achievable performance of the entire drive cascade. The dynamics and accuracy requirements of a closed loop phase current control system are very high, particularly for transverse flux machines, in order to achieve a highly dynamic operation with low torque ripple.

The SISO plant of the phase current control loop shows periodic disturbances and parameters due to the electromagnetic behavior of the machine. This results in harmonics of the synchronous frequency in the phase current for an inadequate compensation of these periodic signals. In order to achieve the desired accuracy of the phase current control loop, the nonlinear behavior of the machine must be considered in the controller design.

This work presents the derivation of a dynamic model of the transverse flux machine, which describes the dynamics of the synchronous frequency and its harmonics. A model transformation is introduced in order to describe the steady-state of the alternating phase current including its harmonics by a set of DC signals. The spectral description of the phase current dynamics allows the analytical derivation of a spectral state-feedback controller for transverse flux machines. This state-feedback controller is combined with a multi-resonant controller in a model-tracking control scheme. The identification procedure of the system parameters, and the control scheme are tested and validated experimentally. This work describes both permanent magnet excited transverse flux machines and transverse flux reluctance machines.





# 1 Einleitung

Der zunehmende Einsatz von elektrischen Antrieben und Generatoren in Industrie und Mobilität ist getrieben durch den Bedarf an effizienten, emissionsarmen und dynamisch einstellbaren Maschinenlösungen. Dies zeigt sich beispielsweise durch die stetig wachsende Elektrifizierung der Antriebsstränge von Kraftfahrzeugen. Neben dem Ziel der Reduktion von Abgasemission soll Energie mit höchster Effizienz umgewandelt werden, was durch den hohen Wirkungsgrad elektrischer Maschinen erreicht werden kann. Im Zuge der Optimierung von elektrischen Antriebssträngen hinsichtlich einer Steigerung der Effizienz wird zunehmend der Einsatz elektrischer Antriebe ohne Getriebe angestrebt [10, 34, 50]. Bei diesen Lösungen mit Direktantrieb wird die Effizienz des Antriebsstranges nicht durch Getriebeverluste reduziert, wodurch der Gesamtwirkungsgrad steigt [51]. Der Einsatz von Direktantrieben führt zusätzlich zu reduzierten Betriebskosten, da Wartungsarbeiten am Getriebe des Antriebsstranges entfallen. Ein Direktantrieb muss das für die Anwendung notwendige hohe Drehmoment ohne Übersetzung bereitstellen können.

Ziel ist die Konstruktion eines Antriebes mit höchstem Verhältnis von Drehmoment zu Masse und Volumen<sup>1</sup>. Verbreitet ist der Einsatz von permanentenerregten Synchronmaschinen als Direktantrieb. Sie bieten hohes Optimierungspotenzial bei der Auslegung als Direktantrieb [20] und weisen unter den klassischen Drehfeldmaschinen höchste Wirkungsgrade auf. Eine höhere Drehmomentdichte wird bei einer Transversalfeldmaschine (TFM) erreicht [44]. Im Gegensatz zu klassischen Drehfeldmaschinen mit Longitudinalfluss liegen hier die Wirkflächen von Statorwicklung und magnetischer Flussführung nicht in der gleichen Ebene. Die Polteilung kann daher bei diesen Maschinen sehr

---

<sup>1</sup>Drehmomentdichte/Energiedichte

klein ausgeführt werden [46]. Es können hochpolige Antriebe mit hohem Drehmoment auf kleinem Bauvolumen realisiert werden. TFM ohne Einsatz von Permanentmagnetmaterial weisen ebenfalls höhere Drehmomentdichten als geschaltete Reluktanzantriebe und Synchronreluktanzantriebe auf [1]. Sie können in Anwendungen eingesetzt werden, wenn der Einsatz von Permanentmagnetmaterial z.B. aus Kostengründen unerwünscht ist [6].

Obwohl das Transversalflussprinzip seit mehr als einem Jahrhundert bekannt ist [29], werden TFM bisher nur in Kleinserien industriell gefertigt und in wenigen Spezialanwendungen eingesetzt. Neben einer großen Vielfalt an Konstruktionstopologien mit häufig komplexer Fertigung der Magnetkreise sind insbesondere hohe Normalkraft- und Drehmomentschwankungen beim Betrieb mit sinusförmigen Strömen [51] Gründe für die geringe Verbreitung. Gehäuse- und Antriebsstrangschwingungen werden durch diese Schwankungen angeregt und führen u.a. zu starken Betriebsgeräuschen. Während die Minimierung der lastabhängigen Normalkraft- und Drehmomentschwankung durch die Maschinenkonstruktion seit vielen Jahren im Fokus der Forschung liegt [2, 15, 20, 50], wird vermehrt auch die Reduktion von Drehmomentpendelungen durch spezielle Stromformen untersucht [36, 38, 50, 51]. Die prinzipielle Wirksamkeit dieses Ansatzes wurde bereits durch unabhängige Forschungsergebnisse nachgewiesen [34, 50]. Folglich ist die Präzision und Dynamik einer Stromregelung für TFM maßgeblich mitverantwortlich für die Qualität der Minimierung von Drehmomentschwankungen.

Die Anforderungen an eine Stromregelung für TFM unterscheiden sich erheblich von den Anforderungen für klassische Drehfeldmaschinen. Der dreiphasigen Konstruktion der Drehfeldmaschine steht ein einphasiger Aufbau der TFM gegenüber. Es muss ein einphasiger Synchronbetrieb bei variabler Frequenz realisiert werden. Insbesondere der Phasenwinkel zwischen Strangstrom und induzierter Strangspannung muss für einen Betrieb mit minimierter Blindleistung durch die Stromregelung präzise eingestellt werden. Aus dem nichtlinearen magnetischen Verhalten der Maschine, wie auch aus der geforderten Präzision der speziellen Stromformen, ergeben sich weitere Anforderungen.

Durch das nichtlineare, periodische Verhalten der TFM werden beim Betrieb zusätzlich zur Synchronfrequenz weitere harmonische Frequenzen induziert [36, 50]. Diese sind über die Synchronfrequenz an die Drehzahl der Maschine gekoppelt. Bei steigender Drehzahl werden die Frequenzen dieser Harmonischen erhöht und übersteigen die Bandbreite der Störunterdrückung von klassischen Stromregelverfahren. Folglich entstehen Stromharmonische, die Drehmomentschwankungen hervorrufen. Die beschränkte Bandbreite des Führungsverhaltens von klassischen Verfahren ist gleichermaßen nicht ausreichend, um die speziellen Stromformen über den gesamten Betriebsbereich stationär genau einzuprägen. Folglich können die Drehmomentschwankungen speziell bei hohen Drehzahlen nicht unterdrückt werden.

Die Stromregelung als innerster Regelkreis der Kaskade eines elektrischen Antriebsregelsystems bestimmt maßgeblich die erzielbare Dynamik und Präzision der überlagerten Reglerkaskaden [11]. Dies gilt insbesondere bei den hohen Anforderungen an die Stromregelung einer TFM zur Erzeugung eines Drehmoments mit geringer Welligkeit.

In der vorliegenden Arbeit wird ein Stromregelverfahren für TFM vorgestellt, welches die Anforderungen an Präzision und Dynamik bei der Reglerauslegung berücksichtigt. In Kapitel 2 werden der Stand der Forschung und Technik zur Regelung von TFM vorgestellt und die zugrunde liegenden dynamischen Modelle sowie Reglerstrukturen betrachtet. Ein dynamisches Modell mit konzentrierten Parametern zur Beschreibung des dynamischen Verhaltens von TFM wird in Kapitel 3 hergeleitet. Das resultierende Modell bildet die Ausbreitung der Synchronfrequenz sowie ihrer Harmonischen ab. Eine Modelltransformation erlaubt die Darstellung des dynamischen Verhaltens durch ein Zustandsraummodell. Dieses bildet die Grundlage zur Auslegung einer modellbasierten Vorsteuerung in Kapitel 4. Die Kombination mit einem multiresonanten Regler ergibt die Struktur einer Modellfolgeregelung zur Stromregelung von TFM. Die Identifikation der notwendigen Modellparameter wird in Kapitel 5 beschrieben. In Kapitel 6 werden die experimentellen Ergebnisse der Parameteridentifikation und die Leistungsfähigkeit der Stromregelung vorgestellt. Eine Zusammenfassung schließt die Arbeit in Kapitel 7 ab.

Im Rahmen dieser Arbeit sind die Veröffentlichungen [52–57] erschienen. Der Bericht [59] wird in der betreuten studentischen Arbeit [58] als Grundlage referenziert und ist dieser angehängt.

## 2 Stand der Forschung und Technik

In den folgenden Abschnitten werden Grundlagen zum Aufbau von TFM beschrieben sowie Ansätze zur Modellierung und Regelung dieser Maschinentypen aufgeführt. Inhalte aktueller Publikationen werden zur Darstellung des Stands der Forschung und Technik hinsichtlich der Modellierung des dynamischen Verhaltens von TFM sowie deren Regelung vorgestellt.

### 2.1 Konstruktionsmerkmale von Transversalflussmaschinen

Die konstruktiven Merkmale eines Magnetkreises mit transversaler Flussführung werden in einem Vergleich mit einem Magnetkreis einer klassischen Drehfeldmaschine mit Longitudinalfluss, einer permanent-erregten Synchronmaschine, deutlich [16, 46]. Abbildung 2.1 zeigt einen abgewinkelten Teil des Magnetkreises einer permanent-erregten Synchronmaschine. Die elektrische Erregung ist als einsträngige Statorwicklung dargestellt.

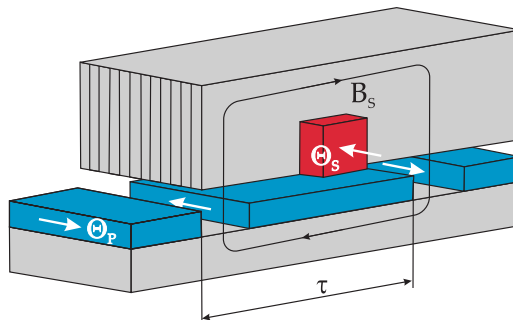


Abb. 2.1: Magnetkreisskizze einer Longitudinalflussmaschine nach [46]

Die Ersatzdurchflutung  $\Theta_P$  wird durch die Flachmagnete auf dem Rotor erzeugt. Eine Vortriebskraft entsteht durch die Wechselwirkung zwischen der magnetischen Flussdichte  $B_S$ , hervorgerufen durch die elektrische Erregung  $\Theta_S$ , und der Permanentenerregung. Eine Optimierung des Magnetkreises hinsichtlich der resultierenden Kraftdichte ist durch eine Reduktion der Polteilung  $\tau$  möglich [46]. Grundlegende Annahme für diesen Optimierungsansatz ist eine konstante magnetische Flussdichte  $B_S$ . Die Verkopplung von Polteilung und der Sättigungstendenz des flussführenden Eisens durch die reduzierte Fläche beschränkt das Optimierungspotenzial dieser Magnetkreisanordnung hinsichtlich der resultierenden Kraftdichte [16].

Im Gegensatz zur Flussführung parallel zur Bewegungsrichtung bei Longitudinalflussmaschinen in Abbildung 2.1 wird der magnetische Fluss durch die Anordnung des Magnetkreises nach dem Transversalflossprinzip orthogonal zur Bewegungsrichtung geführt [48, 49]. Die alternative Magnetkreisanordnung ermöglicht eine Reduktion der Polteilung ohne die gleichzeitige Verringerung der flussführenden Fläche. Die Annahme einer konstanten magnetischen Flussdichte  $B_S$  ist über einen weiteren Optimierungshorizont gültig. Ein Magnetkreis mit transversaler Flussführung nach [46] ist in Abbildung 2.2 dargestellt.

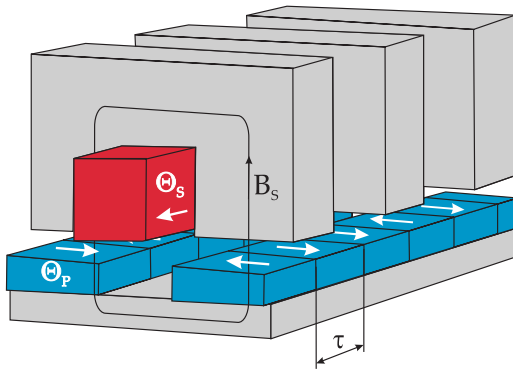


Abb. 2.2: Magnetkreisskizze einer Transversalflossmaschine in Flachmagnetanordnung nach [46]

Bei dieser Flachmagnetanordnung trägt jeder zweite Magnet entlang der Bewegungsrichtung aktiv zur Kraftbildung bei, da im Zwischenraum der Statorzähne keine Kraft erzeugt wird. Der Zwischenraum dient der Reduktion von statorseitigen Streufeldkomponenten [46]. Die Optimierungsgrenze der Reduktion der Polteilung ergibt sich aus dem steigenden Einfluss der Randeffekte.

Eine Variation der Permanentmagnetanordnung ermöglicht eine weitere Steigerung der Kraftdichte. Bei der in Abbildung 2.3 dargestellten Sammleranordnung können die in gegensinniger Polarität angeordneten Permanentmagnete eine Erregerflussdichte oberhalb ihrer Remanenzflussdichte erzeugen [46]. Das ferromagnetische Material zwischen den Permanentmagneten verkürzt weiterhin die effektive mittlere Feldlinienlänge, wodurch die magnetische Flussdichte  $B_S$  durch eine geringere elektrische Erregung  $\Theta_S$  erzeugt werden kann [16].

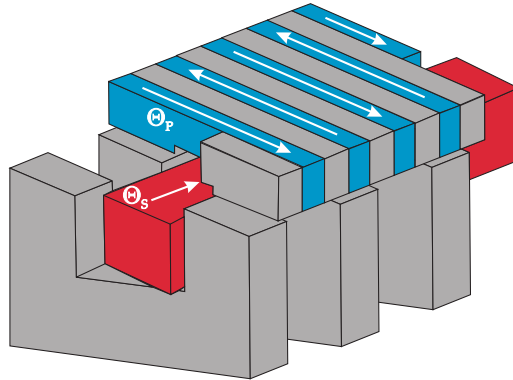


Abb. 2.3: Magnetkreisskizze einer Transversalflussmaschine in Sammleranordnung nach [2]

Eine Transversalflussreluktanzmaschine (TFRM), eine Maschinenkonstruktion ohne Permanentmagnete, wird realisiert, wenn die Permanentmagnete einer Sammleranordnung durch nicht-magnetisches Material ersetzt werden. Reluktanzkräfte wirken auf die ausgeprägten magnetischen Pole des Rotors aus ferromagnetischem Material und erzeugen den Vortrieb. Kruse [20] beschreibt Entwurfsverfahren für TFRM.

Ein wesentlicher Unterschied zwischen dem Magnetkreis einer TFM und einer klassischen Drehfeldmaschine ist die elektrische Erregung durch eine unverkettete Wechselstromwicklung gegenüber einer verketteten Drehstromwicklung. Sind bei einem Antrieb aus mehreren TFM die Stränge elektrisch wie auch magnetisch entkoppelt, ist es notwendig jeden Strang als einzelne Regelstrecke zu betrachten.

Für permanenterregte TFM (PMTFM) und TFRM sind vielfache Magnetkreisstrukturen bekannt. Eine geeignete Modellstruktur ermöglicht die Darstellung der wesentlichen Dynamik des elektromagnetischen Verhaltens einer Vielzahl dieser Konstruktionen. Eine solche Modellstruktur wird in Kapitel 3 hergeleitet. Der folgende Abschnitt beinhaltet eine Auswahl an Modellen des dynamischen Verhaltens von TFM.

## 2.2 Modellierung von Transversalflussmaschinen

Das Modell des dynamischen Verhaltens einer Regelstrecke ist Grundlage zur Simulation und zur Auslegung des geschlossenen Regelkreises. Die Regelstrecke eines elektrischen Antriebs kann in aufeinander folgenden Teilstrecken aufgeteilt werden [21]. Die erste Teilstrecke bildet die Dynamik des Strangstromes ab. Sie ist abhängig von der Eingangsgröße, der Strangspannung, sowie der elektrischen Kreisfrequenz und der elektrischen Rotorlage. Das aus dem Strangstrom resultierende Drehmoment ist Eingangsgröße der mechanischen Teilstrecke, welches die Beschleunigungsvorgänge des Antriebes beschreibt.

Je nach Anwendung werden eine oder mehrere Ausgangsgrößen der Strecke als Regelgrößen des Systems verwendet. Im Betrieb einer Drehmomentsteuerung wird ausschließlich die Teilstrecke des Strangstromes im geschlossenen Regelkreis betrieben. Eine Drehzahl- oder Positionsregelung erfordert weitere Reglerkaskaden. Die Dynamik und Präzision der Stromregelung ist in dieser mehrschleifigen Regelung maßgeblich für die erzielbare Regelgüte der vollständigen Regelung [11]. Die Güte des Stromdynamikmodells ist folglich entscheidend für die Auslegung der Stromregelung wie auch für die präzise Abbildung der Regelgüte eines geschlossenen Stromregelkreises durch Simulation.



Die Dynamik des Strangstromes  $i_S$  einer TFM ist eine Eingrößen-Regelstrecke. Die Dynamik ergibt sich aus dem elektrischen Ersatzschaltbild des Stranges nach Abbildung 2.4. Sie ist bestimmt durch die Eingangsspannung  $u_S$ , die zeitliche Änderung des verketteten Flusses  $\Psi_S$  und den ohmschen Spannungsabfall am Strangwiderstand  $R_S$ .

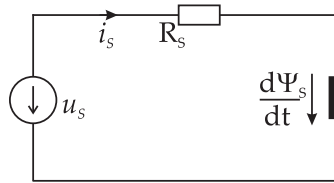


Abb. 2.4: Elektrisches Ersatzschaltbild eines Strangs

Zur Beschreibung des Kommutierungsvorganges einer PMTFM verwendet Jiang [16] die zeitliche Änderung des verketteten Flusses durch die zeitliche Änderung des Strangstromes in einer konstanten Stranginduktivität und eine stückweise konstante, translatorisch bzw. rotatorisch induzierte Spannung  $u_i$ . Diese Abbildung ist nicht hinreichend für eine präzise Beschreibung des dynamischen Verhaltens, da sowohl die Variation der Stranginduktivität als auch die Variation der permanenterregten Anteile des verketteten Flusses über einer elektrischen Periode nicht berücksichtigt werden. Ebenfalls vernachlässigt werden belastungsabhängige Sättigungseffekte.

Eine höhere Modellgenauigkeit wird durch die Berücksichtigung der Lage- und Lastabhängigkeit des verketteten Flusses erreicht. Dies wird in einer Vielzahl an Publikationen durch Kennfelder realisiert. Die Kennfelder werden durch numerische Finite-Elemente (FE) Berechnungen [5, 10, 18, 26, 42] oder durch analytische Berechnungsmethoden [36, 37, 50] erstellt. Die Gyrator-Kapazitäts-Modelle beschrieben durch Gärtner [12, 13] zählen ebenfalls zu den analytischen Modellierungsmethoden.

Die Vielzahl dieser Modelle kann zwei Kategorien bezüglich des Systemzustands zugeordnet werden. Die Zustandsgröße der ersten Kategorie ist der Strangstrom  $i_S$  [5, 18, 36, 50], die der zweiten Kategorie ist der verket-

tete Fluss  $\Psi_S$  [10, 26, 42]. Gärtner [12] analysiert die Vor- und Nachteile dieser kennfeldbasierten Modelle hinsichtlich einer Simulation des dynamischen Verhaltens. Die Bewertung der Modellstrukturen wird mit Fokus auf FE-Kennfelder und ihrer Nachbearbeitung (Invertierung, Differenzierung) durchgeführt.

Hinsichtlich der analytischen Auslegung einer Stromregelung sind die Modelle der ersten Kategorie zu bevorzugen, da diese explizit das dynamische Verhalten des Strangstromes durch die Stromdifferentialgleichung mathematisch beschreiben. Die Verwendung von Kennfeldern zur Parametrierung eines Stromreglers ist aufgrund des großen Speicherbedarfs zur Einbindung der Kennfelder in den Stromregler unpraktikabel. Weiterhin ist die Kenntnis des exakten Aufbaus des Antriebs bei der Berechnung der Kennfelder vorausgesetzt.

Ein dynamisches Modell mit einer beschränkten Anzahl an konzentrierten Parametern kann gleichermaßen die Lage- und Stromabhängigkeit des verketteten Flusses abbilden. Schüttler [36] beschreibt ein solches Modell, welches durch analytische Rechnung parametriert wird. Die Lageabhängigkeiten der Stranginduktivität und der permanenterregten Anteile des verketteten Flusses sind implizit in der Struktur des Modells berücksichtigt. Die lastabhängige Eisensättigung kann durch Kennlinien berücksichtigt werden.

Ein Vergleich der beschriebenen dynamischen Modelle mit der Darstellung des dynamischen Verhaltens von Drehfeldmaschinen in Raumzeigerdarstellung [19] verdeutlicht, dass die Abbildung des stationären Betriebs bei konstanter Frequenz und konstanter Synchronanregung eine nicht-stationäre Modellanregung der TFM Modelle darstellt. Der Systemzustand ändert sich mit der Synchronfrequenz. Ein Äquivalent zur Darstellung des stationären Betriebs durch Gleichgrößen in Feldkoordinaten bei Asynchronmaschinen [3] bzw. in Rotorkoordinaten bei permanenterregten Synchronmaschinen [30] ist in den beschriebenen Modellen nicht vorhanden.

Eine Darstellung von zwei- oder dreisträngigen PMTFM durch ein Raumzeigermodell einer permanenterregten Synchronmaschine in Rotorkoor-

dinaten ist durch die magnetische und elektrische Entkopplung der Einzelstränge physikalisch nicht begründet. Blissenbach [5] beschreibt für eine dreisträngige PMTFM, dass deren dynamisches Verhalten durch drei Einzelstrangmodelle präziser abgebildet wird, als durch ein dynamisches Modell einer permanenterregten Synchronmaschine in Rotorkoordinaten.

Für TFRM existieren ebenfalls kennlinien- bzw. kennfeldbasierte Einzelstrangmodelle nach Abbildung 2.4. Der Systemzustand der dynamischen Modelle für das Verhalten der TFRM ist in [8,20,34] der Strangstrom  $i_S$ .

Die detaillierten Modelle bilden das dynamische Verhalten des Strangstromes in hinreichender Genauigkeit ab. Das dynamische Verhalten der Synchronfrequenz und ihrer Harmonischen ist jedoch durch die verbreitet eingesetzten, winkelabhängigen Kennlinien nicht ersichtlich. Eine Reglerauslegung unter Berücksichtigung der Stromharmonischen wird hierdurch verhindert.

## 2.3 Regelung von Transversalflussmaschinen

Die Aufgabe eines Stromreglers für TFM ist das Einprägen von synchronen Stromformen zur Erzeugung von Drehmoment bei rotierenden TFM bzw. Vortriebskraft bei translatorischen TFM durch einen schaltenden Wechselrichter. Trotz der unterschiedlichen Stromformen für PMTFM und TFRM lassen sich vergleichbare Regelziele definieren. Von hoher Bedeutung ist die Unterdrückung einer Phasenverschiebung zwischen Sollwert- und Istwertverlauf des Strangstromes. Wird eine Phasenverschiebung nicht unterdrückt, sinkt das resultierende Antriebsmoment bei steigender Blindleistung des Antriebs. Die Unterdrückung der Phasenverschiebung muss für den gesamten Frequenzbereich des Antriebs gewährleistet sein, da die Ströme winkelsynchron eingepreßt werden müssen. Weiterhin müssen die Störeinflüsse der rotatorisch induzierten Spannung stationär genau kompensiert werden, um den Verlauf des Sollwertes präzise einprägen zu können. Dies betrifft nicht nur die Störspannungskomponente der Synchronfrequenz, sondern auch

Störspannungskomponenten bei Harmonischen der Synchronfrequenz, welche durch das nichtlineare elektromagnetische Verhalten entstehen.

Schaltende Regler, wie der hysteresebehaftete Zwei-Punkt-Regler oder der Drei-Punkt-Regler, sind nichtlineare Regler, die durch ihre einfache Struktur mit sehr geringem Implementierungsaufwand umgesetzt werden können. Abhängig vom Regelfehler nimmt die Stellgröße beim Zwei-Punkt-Regler ihren maximalen oder minimalen Wert an. Das Hystereseband um den Nullpunkt des Regelfehlers verhindert eine hohe Schaltfrequenz bei Regelfehlern um den Wert Null. Der Drei-Punkt-Regler kann neben maximaler und minimaler Stellgröße auch die Stellgröße Null ausgeben. Diese schaltenden Regler weisen nicht zu vernachlässigende Nachteile auf. Schaltvorgänge werden nur ausgelöst, wenn die Regelabweichung oberhalb eines gewissen Betrags liegt. Folglich kann ein solcher Regelkreis mit proportionalem Streckenverhalten nie stationäre Genauigkeit garantieren, sondern im besten Fall Grenzyklen um den Sollwert aufweisen. Weiterhin sind bei zeitdiskret implementierten schaltenden Reglern hohe Abtastraten notwendig, da die Schaltfrequenz stets unterhalb der Abtastfrequenz liegt. Die resultierende variable, betriebspunktabhängige Schaltfrequenz ist hinsichtlich der Auslegung des Wechselrichters nachteilig, da der Wechselrichter thermisch auf die maximale Schaltfrequenz ausgelegt werden muss. Der Einsatz eines hysteresebehafteten Zwei-Punkt-Reglers wird durch Blissenbach [5] für PMTFM und für TFRM durch Degèle [8] und Pfeiffer [34] beschrieben. Gärtner [12] beschreibt den Einsatz eines Drei-Punkt-Reglers zur Regelung eines modellbasierten Drehmomentsignals.

Eine konstante Schaltfrequenz wird bei Wechselrichtern mit fester Pulsperiode erzielt. Über den Modulationsgrad der Pulsweitenmodulation können Spannungswerte zwischen maximaler und minimaler Stellgröße an die Strecke angelegt werden. Eine Änderung des Modulationsgrads kann nur zu spezifischen Zeitpunkten während der Pulsperiode durchgeführt werden. Zeitdiskrete Regelalgorithmen werden zur Stromregelung eingesetzt.

Schuller [38] setzt eine zeitdiskrete Zustandsregelung in Kombination mit einem zeitdiskreten PI-Regler zur Stromregelung ein. Die Ergebnisse

zeigen eine Phasenverschiebung zwischen dem Soll- und Istwert des Strangstromes, da weder die implementierte Zustandsregelung noch der überlagerte PI-Regler stationäre Genauigkeit bei Frequenzen ungleich Null erzielen können. Durch den Einsatz von Kennlinien zur Vorsteuerung der induzierten Spannung [36, 50] kann die Störunterdrückung erheblich verbessert und die Phasenverschiebung zwischen Soll- und Istwert reduziert werden. Eine stationäre Genauigkeit wird durch die Abweichungen zwischen Kennlinien und realem System nicht erreicht. Auch betriebsbedingte Parametervariationen bleiben unberücksichtigt.

Ein proportional-resonanter Regler wird in [45] für die Stromregelung bei einer konstanten Kreisfrequenz beschrieben. Die dargestellte Simulation zeigt eine hohe Dynamik und stationäre Genauigkeit des Regelkreises. In Simulation wird von einer konstanten Induktivität und einem cosinusförmigen permanenterregten verketteten Fluss ausgegangen. Die Leistungsfähigkeit der vorgestellten Regelung für einen realen Antrieb muss durch die Anwesenheit der Variationen von Induktivität und permanenterregtem verketteten Fluss bei variabler Kreisfrequenz weiter untersucht werden. Insbesondere die notwendige Störunterdrückung für Harmonische der Synchronfrequenz wird durch die proportional-resonante Regelung nicht ausreichend gewährleistet sein.

Eine Regelung mit festem Regeltakt erlaubt die Ansteuerung der TFM mit konstanter Pulsfrequenz und folglich eine optimierte thermische Auslegung des Wechselrichters. Die vorgestellten Regelungen berücksichtigen die Dynamik der TFM nur in Teilaspekten und vernachlässigen vielfach die Signalform der Führungsgröße.

Um eine analytische Auslegung unter Berücksichtigung der Stromharmonischen zu ermöglichen, ist ein geeignetes Modell notwendig, welches explizit ihre Dynamik abbildet. Gleichzeitig muss auch die Signalform der Führungsgröße in die Reglerauslegung einfließen.

## 3 Modellierung

Dieses Kapitel beinhaltet die Modellierung des dynamischen Verhaltens von Transversalflussmaschinen. Das Modell beschreibt die Dynamik des Strangstromes für die Synchronfrequenz<sup>1</sup> sowie für ihre Harmonischen. Zur Abbildung des dynamischen Verhaltens werden in der Literatur, wie zuvor in Abschnitt 2.2 beschrieben, verbreitet Modelle eingesetzt, welche winkelabhängige Kennlinien zur Beschreibung des verketteten magnetischen Statorflusses verwenden. Die Kennlinien sind vielfach Ergebnis von FE Berechnungen der Maschinen [5, 10, 18, 26, 42]. Ansätze zur analytischen Berechnung dieser Kennlinien sind in [12, 36, 41, 50] beschrieben.

Die folgende Modellierung nach [52, 54, 57] ermöglicht die Beschreibung des Verhaltens durch eine beschränkte Anzahl von konzentrierten Modellparametern. Die systeminhärente Winkelabhängigkeit wird unmittelbar durch die Modellstruktur berücksichtigt und muss nicht durch aufwendig zu ermittelnde Kennlinien beschrieben werden.

### 3.1 Magnetisches Verhalten eines Polpaares

Grundlage der Modellierung ist die Beschreibung des magnetischen Flusses im Eisenkreis von TFM. Die Betrachtung des Eisenkreises kann unter der Annahme identischen Aufbaus der Polpaare auf ein Polpaar reduziert werden. In Abbildung 3.1 sind ein Polpaar einer PMTFM (a) und ein Polpaar einer TFRM (b) mit ihren prinzipiellen Merkmalen skizziert. Diese Merkmale sind zum Einen ausgeprägte magnetische Pole auf Statorseite ( $A$ ,  $B$ ) und Rotorseite ( $C$ ,  $D$  bei TFRM bzw.  $N$ ,  $S$  bei PMTFM) und zum Anderen ein symmetrischer Luftspalt. Der exakte geometrische Aufbau wird vernachlässigt.

---

<sup>1</sup>Die Synchronfrequenz wird auch als Grundfrequenz bezeichnet.

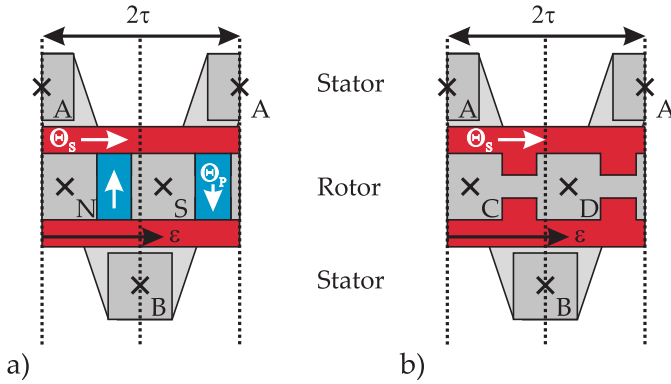


Abb. 3.1: Prinzipskizze eines Polpaares: PMTFM [52] (a) und TFRM [54] (b)

Aus der Prinzipskizze werden magnetische Ersatzschaltbilder abgeleitet. Hierzu wird den ausgeprägten Polen auf Stator und Rotor jeweils ein magnetisches Potential zugewiesen. Die Kopplungspfade zwischen den Potentialen werden durch magnetische Leitwerte  $G_i$  modelliert. Die Ersatzschaltbilder sind in Abbildung 3.2 dargestellt. Das gleiche Ersatzschaltbild wurde für PMTFM bereits in [36, 44, 50] verwendet.

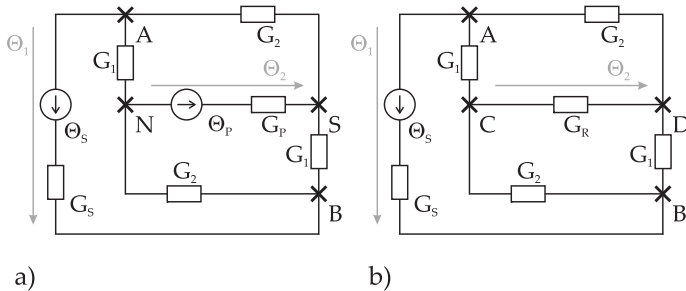


Abb. 3.2: Magnetisches Ersatzschaltbild: PMTFM [52] (a) und TFRM [54] (b)

Im Folgenden wird angenommen, dass die magnetischen Leitwerte von Stator und Rotor unabhängig von der Lage des Rotors sind. Das Stator-eisen wird für PMTFM und TFRM durch den Leitwert  $G_s$  modelliert. Die elektrische Erregung durch den Strangstrom entspricht der Durch-

flutungsquelle  $\Theta_S$ . Im Fall der PMTFM wird der Rotor durch die Permanentterregung als konstante Durchflutungsquelle  $\Theta_P$  und den Leitwert  $G_P$  repräsentiert. Der passive Rotor der TFRM wird durch einen Leitwert  $G_R$  modelliert.

Die Kopplung zwischen Stator und Rotor über den Luftspalt wird über rotorlageabhängige Leitwerte  $G_1(\varepsilon)$  und  $G_2(\varepsilon)$  modelliert. Es genügt die Definition dieser zwei lageabhängigen Leitwerte, da durch den symmetrischen Aufbau des Luftspalts der Kopplungspfad  $A \leftrightarrow (C, N)$  dem Pfad  $B \leftrightarrow (D, S)$  und der Pfad  $A \leftrightarrow (D, S)$  dem Pfad  $B \leftrightarrow (C, N)$  entspricht. Die Leitwertverläufe weisen einen periodischen Verlauf mit der Periodizität  $2\pi$ , entsprechend zwei Polteilungen  $\tau$ , auf. Durch die Symmetrie des Luftspalts entspricht der Verlauf von  $G_2(\varepsilon)$  dem Verlauf von  $G_1(\varepsilon)$  mit einer Phasenverschiebung von  $\pi$ . Dieser Sachverhalt wird anschaulich bei einer Verschiebung der Rotorlage um  $\pi$ , entsprechend einer Polteilung  $\tau$ . Aus Abbildung 3.2 wird deutlich, dass hierdurch die Lage der Rotorpotentiale gegenüber den Statorpotentialen vertauscht wird und dementsprechend die Leitwerte  $G_1(\varepsilon)$  und  $G_2(\varepsilon)$  gleichermaßen vertauscht sind.

Für die Leitwerte wird eine gerade unendliche Fourierreihe nach Gleichung (3.1) angesetzt. Vergleichbare Ansätze zur Modellierung der Variation des effektiven Luftspaltes bei Drehfeldmaschinen sind in [31, 32] beschrieben.

$$G_1(\varepsilon) = G_2(\varepsilon + \pi) = \sum_{\mu=-\infty}^{\infty} G_{|\mu|} e^{j\mu\varepsilon} = 2 \sum_{\mu=0}^{\infty} G_{|\mu|} \cos(\mu\varepsilon) \quad (3.1)$$

Eine kompakte mathematische Darstellung der Kopplung über den Luftspalt wird im Folgenden hergeleitet. Sie ist unabhängig von Stator und Rotor und gilt somit für PMTFM und TFRM. Sie beinhaltet die Lageabhängigkeit des Eisenkreises vollständig.

### 3.1.1 Luftspaltkopplung

Die Lage des Rotors ist maßgeblich für die magnetische Kopplung zwischen Stator- und Rotorpolen über den Luftspalt. Eine kompakte Darstel-



lung der Luftspalteigenschaften wird durch eine Betrachtung der Luftspaltübertragung als magnetischer Vierpol ermöglicht. Aus dem magnetischen Ersatzschaltbild nach Abbildung 3.2 wird die Luftspaltübertragung durch die Leitwerte  $G_1(\varepsilon)$  und  $G_2(\varepsilon)$  separat, ohne Stator- und Rotormodelle, betrachtet. Das vereinfachte Ersatzschaltbild ist in Abbildung 3.3 dargestellt.

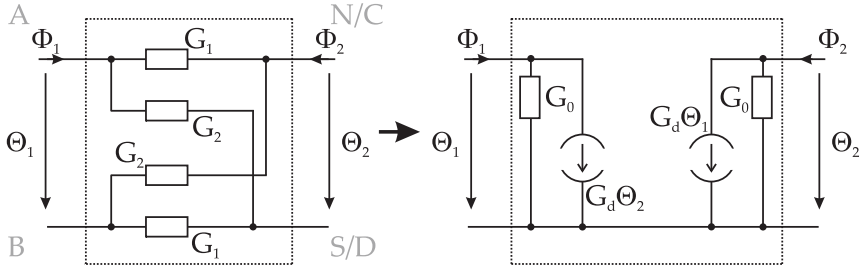


Abb. 3.3: Magnetisches Ersatzschaltbild der Luftspaltübertragung [52]

Statorseitig werden die Durchflutung  $\Theta_1$  und der magnetische Fluss  $\Phi_1$ , rotorseitig die Durchflutung  $\Theta_2$  und der magnetische Fluss  $\Phi_2$  definiert. Der magnetische Fluss wird abhängig von der Durchflutung vektoriell durch Gleichung (3.2) beschrieben.

$$\begin{pmatrix} \Phi_1 \\ \Phi_2 \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} G_1(\varepsilon) + G_2(\varepsilon) & G_2(\varepsilon) - G_1(\varepsilon) \\ G_2(\varepsilon) - G_1(\varepsilon) & G_1(\varepsilon) + G_2(\varepsilon) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \Theta_1 \\ \Theta_2 \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

Die symmetrische Leitwertmatrix enthält die Summe der Leitwerte  $G_0(\varepsilon)$  sowie deren Differenz  $G_d(\varepsilon)$ , jeweils um den Faktor  $\frac{1}{2}$  gestaucht. Aus dieser Definition resultiert die äquivalente Darstellung als magnetisches Ersatzschaltbild in Abbildung 3.3.

$$\begin{pmatrix} \Phi_1 \\ \Phi_2 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} G_0(\varepsilon) & G_d(\varepsilon) \\ G_d(\varepsilon) & G_0(\varepsilon) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \Theta_1 \\ \Theta_2 \end{pmatrix} \quad (3.3)$$

$G_0(\varepsilon)$  wird als Eigenleitwert des Luftspaltes definiert. Der magnetische Fluss durch diesen Leitwert dringt aus dem Stator bzw. dem Rotor in den Luftspalt ein, koppelt jedoch nicht auf die gegenüberliegende Seite. Der

Leitwert  $G_0(\varepsilon)$  kann auch als rotorlageabhängiger Streupfad interpretiert werden. Die magnetische Kopplung des Luftspaltes zwischen Stator und Rotor wird durch  $G_d(\varepsilon)$  vollständig beschrieben.  $G_d(\varepsilon)$  repräsentiert den effektiven Kopplungsleitwert des Luftspaltes.

Die Leitwerte  $G_0(\varepsilon)$  und  $G_d(\varepsilon)$  werden durch Fourierreihen beschrieben. Es ergeben sich die Gleichungen (3.4) und (3.5) aus der Definition von  $G_1(\varepsilon)$  und  $G_2(\varepsilon)$  in Gleichung (3.1).

$$G_0(\varepsilon) = \frac{1}{2}(G_1(\varepsilon) + G_2(\varepsilon)) = \frac{1}{2} \sum_{\mu=-\infty}^{\infty} G_{|\mu|} e^{j\mu\varepsilon} (1 + e^{j\mu\pi}) \quad (3.4)$$

$$G_d(\varepsilon) = -\frac{1}{2}(G_1(\varepsilon) - G_2(\varepsilon)) = -\frac{1}{2} \sum_{\mu=-\infty}^{\infty} G_{|\mu|} e^{j\mu\varepsilon} (1 - e^{j\mu\pi}) \quad (3.5)$$

Die lageunabhängige Exponentialfunktion nimmt für gerade Indizes den Wert 1 und für ungerade Indizes den Wert  $-1$  an. Der geklammerte Ausdruck der Reihe in Gleichung (3.4) ergibt für gerade Indizes den Wert 2. Leitwertkoeffizienten mit ungeradem Index werden durch den verschwindenden Klammerausdruck ausgeblendet. In Gleichung (3.5) verschwinden die Leitwertkoeffizienten mit geradem Index. Der Klammerausdruck ergibt den Wert 2 für ungerade Indizes. Es resultieren die Gleichungen (3.6) und (3.7).

$$\begin{aligned} G_0(\varepsilon) &= \sum_{\gamma=-\infty}^{\infty} G_{|2\gamma|} e^{j2\gamma\varepsilon} \\ &= 2 \sum_{\gamma=0}^{\infty} G_{|2\gamma|} \cos(2\gamma\varepsilon) \end{aligned} \quad (3.6)$$

$$\begin{aligned} G_d(\varepsilon) &= - \sum_{\gamma=-\infty}^{\infty} G_{|2\gamma+1|} e^{j(2\gamma+1)\varepsilon} \\ &= -2 \sum_{\gamma=0}^{\infty} G_{|2\gamma+1|} \cos((2\gamma+1)\varepsilon) \end{aligned} \quad (3.7)$$

Die Exponentialfunktion des Eigenleitwerts  $G_0(\varepsilon)$  enthält ausschließlich gerade Vielfache der Rotorlage, die des Kopplungsleitwerts  $G_d(\varepsilon)$

ausschließlich ungerade Vielfache. Diese kompakte Darstellung des Luftspaltverhaltens vereinfacht die Beschreibung des magnetischen Verhaltens eines vollständigen Magnetkreises für PMTFM und TFRM.

### 3.1.2 Permanenterregte Transversalflussmaschine

Das Verhalten der PMTFM ist charakterisiert durch die magnetischen Flüsse  $\Phi_S$  durch das Statoreisen und  $\Phi_P$  durch die Permanentmagnete. Diese bestimmen sich aus der elektrisch erregten Durchflutung  $\Theta_S$ , der permanenterregten Durchflutung  $\Theta_P$ , sowie den rotorlageabhängigen Luftspalteigenschaften.

Das in Unterabschnitt 3.1.1 beschriebene äquivalente magnetische Ersatzschaltbild aus Abbildung 3.3 wird in das magnetische Ersatzschaltbild des gesamten Magnetkreises aus Abbildung 3.2 (a) eingefügt. Die Durchflutungsquellen  $\Theta_S$  und  $\Theta_P$  werden durch äquivalente magnetische Flussquellen ersetzt, um eine Knotenpotentialanalyse zu ermöglichen. Die Knotenpotentialanalyse zur Bestimmung der resultierenden magnetischen Potentiale  $\Theta_1$  und  $\Theta_2$  ermöglicht die Berechnung der magnetischen Flüsse  $\Phi_S$  und  $\Phi_P$ . Konstante rotorlageunabhängige Streupfade auf Stator und Rotor werden durch die Leitwerte  $G_{\sigma S}$  und  $G_{\sigma P}$  berücksichtigt.

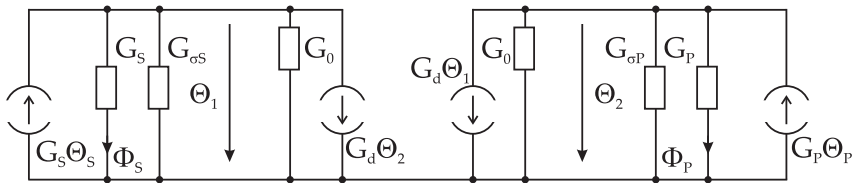


Abb. 3.4: Magnetisches Ersatzschaltbild einer PMTFM [52]

$$\begin{bmatrix} G_S + G_{\sigma S} + G_0(\epsilon) & G_d(\epsilon) \\ G_d(\epsilon) & G_P + G_{\sigma P} + G_0(\epsilon) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \Theta_1 \\ \Theta_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} G_S \Theta_S \\ G_P \Theta_P \end{pmatrix} \quad (3.8)$$

$$\begin{pmatrix} \Phi_S \\ \Phi_P \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} G_S & 0 \\ 0 & G_P \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \Theta_1 \\ \Theta_2 \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

Zur Bestimmung der magnetischen Flüsse ist die Inversion der Leitwertmatrix in Gleichung (3.8) notwendig. Jeder Eintrag der resultierenden inversen Matrix wird mit dem Kehrwert der Determinanten der ursprünglichen Leitwertmatrix  $G_N^{-2}(\varepsilon)$  (3.10) multipliziert. Die Determinante enthält ein Produkt zweier Fourierreihen mit geraden Vielfachen der Rotorlage, Produkte von Fourierreihen mit geraden Vielfachen der Rotorlage mit Konstanten, sowie ein Produkt zweier Fourierreihen mit ungeraden Vielfachen der Rotorlage. Die Lösungen dieser Produkte können als Fourierreihen mit geraden Vielfachen der Rotorlage beschrieben werden, wodurch auch die Determinante selbst, wie auch ihr Kehrwert, durch eine Fourierreihe mit ausschließlich geraden Vielfachen der Rotorlage dargestellt werden können.

$$\begin{aligned} G_N^{-2}(\varepsilon) &= \frac{1}{(G_S + G_{\sigma S} + G_0(\varepsilon))(G_P + G_{\sigma P} + G_0(\varepsilon)) - G_d^2(\varepsilon)} \\ &= \sum_{\gamma=0}^{\infty} G_{N,2\gamma}^{-2} \cos(2\gamma\varepsilon) \end{aligned} \quad (3.10)$$

Aus den Gleichungen (3.8) und (3.9) ergibt sich Gleichung (3.11) für den magnetischen Fluss durch das Statoreisen.

$$\begin{aligned} \Phi_S &= G_N^{-2}(\varepsilon) G_S^2 (G_P + G_{\sigma P} + G_0(\varepsilon)) \Theta_S \\ &\quad - G_N^{-2}(\varepsilon) G_S G_P G_d(\varepsilon) \Theta_P \end{aligned} \quad (3.11)$$

Der magnetische Fluss durch die Permanentmagnete ist durch Gleichung (3.12) beschrieben.

$$\begin{aligned} \Phi_P &= G_N^{-2}(\varepsilon) G_P^2 (G_S + G_{\sigma S} + G_0(\varepsilon)) \Theta_P \\ &\quad - G_N^{-2}(\varepsilon) G_S G_P G_d(\varepsilon) \Theta_S \end{aligned} \quad (3.12)$$

Die effektiven Leitwerte werden erneut als Fourierreihen dargestellt. Eine Analyse der Gleichungen (3.11) und (3.12) ergibt, dass die effektiven Eigenleitwerte (3.13) und (3.14) ausschließlich Produkte enthalten, welche

durch Fourrierreihen mit geraden Vielfachen der Rotorlage beschrieben werden können und der effektive Kopplungsleitwert (3.15) in einer Fourrierreihe mit ungeraden Vielfachen der Rotorlage resultiert.

$$\begin{aligned} G_{S,\text{Eff}}(\varepsilon) &= G_N^{-2}(\varepsilon) G_S^2 (G_P + G_{\sigma P} + G_0(\varepsilon)) \\ &= \sum_{\gamma=0}^{\infty} G_{S,\text{Eff},2\gamma} \cos(2\gamma\varepsilon) \end{aligned} \quad (3.13)$$

$$\begin{aligned} G_{P,\text{Eff}}(\varepsilon) &= G_N^{-2}(\varepsilon) G_P^2 (G_S + G_{\sigma S} + G_0(\varepsilon)) \\ &= \sum_{\gamma=0}^{\infty} G_{P,\text{Eff},2\gamma} \cos(2\gamma\varepsilon) \end{aligned} \quad (3.14)$$

$$\begin{aligned} G_{C,\text{Eff}}(\varepsilon) &= G_N^{-2}(\varepsilon) G_S G_P G_d(\varepsilon) \\ &= \sum_{\gamma=0}^{\infty} G_{C,\text{Eff},(2\gamma+1)} \cos((2\gamma+1)\varepsilon) \end{aligned} \quad (3.15)$$

Diese kompakte Darstellung der effektiven Leitwerte ermöglicht eine übersichtliche vektorielle Darstellung des magnetischen Verhaltens der PMTFM.

$$\begin{pmatrix} \Phi_S \\ \Phi_P \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} G_{S,\text{Eff}}(\varepsilon) & -G_{C,\text{Eff}}(\varepsilon) \\ -G_{C,\text{Eff}}(\varepsilon) & G_{P,\text{Eff}}(\varepsilon) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \Theta_S \\ \Theta_P \end{pmatrix} \quad (3.16)$$

### 3.1.3 Transversalflussreluktanzmaschine

Die magnetische Charakteristik der TFRM wird durch den magnetischen Fluss durch das Statoreisen  $\Phi_S$  beschrieben. Dieser von der elektrisch erregten Durchflutung  $\Theta_S$  hervorgerufene Fluss ist durch die Rotorlageabhängigkeit des Luftspaltes ebenfalls lageabhängig. Da bei TFRM keine rotorseitige Erregung existiert, ist die explizite Beschreibung des magnetischen Flusses durch das Rotoreisen nicht notwendig.

Das vollständige magnetische Ersatzschaltbild des Magnetkreises einer TFRM aus Abbildung 3.2 (b) wird durch das äquivalente magnetische Ersatzschaltbild aus Abbildung 3.3 vereinfacht.

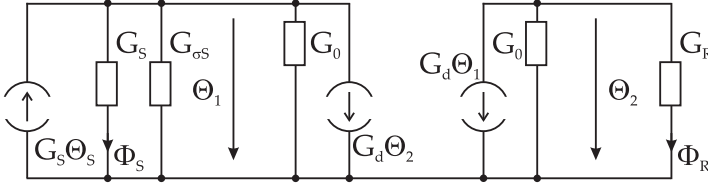


Abb. 3.5: Magnetisches Ersatzschaltbild einer TFRM [54]

Wie in Unterabschnitt 3.1.2 wird die Durchflutungsquelle  $\Theta_S$  durch eine äquivalente magnetische Flussquelle ersetzt. Auf der Statorseite werden konstante rotorlageunabhängige Streupfade durch den Leitwert  $G_{\sigma S}$  modelliert. Die Berücksichtigung von konstanten rotorseitigen Streupfaden ist nicht notwendig, da keine rotorseitige Erregung vorhanden ist.

Mittels Knotenpotentialanalyse resultiert die Matrixgleichung (3.17). Gleichung (3.18) beschreibt den magnetischen Fluss durch das Statoreisen in Abhängigkeit vom magnetischen Potential  $\Theta_1$ .

$$\begin{bmatrix} G_S + G_{\sigma S} + G_0(\varepsilon) & G_d(\varepsilon) \\ G_d(\varepsilon) & G_R + G_0(\varepsilon) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \Theta_1 \\ \Theta_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} G_S \Theta_S \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.17)$$

$$\Phi_S = G_S \Theta_1 \quad (3.18)$$

Die notwendigen Umformungen zur Bestimmung von  $\Phi_S$  in Abhängigkeit von der elektrisch erregten Durchflutung  $\Theta_S$  ergeben sich analog zur Berechnung der magnetischen Flüsse in Unterabschnitt 3.1.2. Der effektive Eigenleitwert ist gegeben durch Gleichung (3.19).  $G_{N,R}^{-2}(\varepsilon)$  beschreibt den Kehrwert der Determinanten der ursprünglichen Leitwertmatrix für TFRM. Der Kehrwert besitzt die gleichen Eigenschaften wie  $G_N^{-2}(\varepsilon)$ .

$$\begin{aligned} G_{S,\text{Eff}}(\varepsilon) &= G_{N,R}^{-2}(\varepsilon) G_S^2 (G_R + G_0(\varepsilon)) \\ &= \sum_{\gamma=0}^{\infty} G_{S,\text{Eff},2\gamma} \cos(2\gamma\varepsilon) \end{aligned} \quad (3.19)$$

Der magnetische Fluss durch das Statoreisen einer TFRM ergibt sich zu Gleichung (3.20). In dieser Darstellung ist die Rückwirkung des Rotors auf den Statorfluss implizit enthalten.

$$\Phi_S = G_{S,\text{eff}}(\varepsilon) \Theta_S \quad (3.20)$$

Ein Vergleich der Modelle des magnetischen Verhaltens für PMTFM in Gleichung (3.16) und TFRM in Gleichung (3.20) zeigt, dass das Modell der TFRM ein Spezialfall des Modells der PMTFM ist<sup>2</sup>. In den folgenden Abschnitten wird die Drehmomentbildung und Stromdynamik für das allgemeine Modell der PMTFM beschrieben. Die resultierenden Gleichungen behandeln ebenfalls die TFRM als Spezialfall.

Ausschließlich die mathematische Beschreibung der TFRM ist als Spezialfall der PMTFM zu betrachten, da die Drehmomentbildung und Stromdynamik durch die gleiche Modellstruktur wiedergegeben werden können. Die Betriebsweisen dieser Maschinentypen unterscheiden sich erheblich. Dies resultiert in unterschiedlichen Sollwertverläufen für den geregelten Betrieb.

Eine modellbasierte Stromregelung kann auf Basis des Modells der PMTFM allgemein für PMTFM und TFRM hergeleitet werden.

## 3.2 Drehmomentbildung

Die Beschreibung des Drehmoments bei gegebener Rotorlage und gegebenem Strangstrom ist ein elementarer Bestandteil eines vollständigen Modells einer elektrischen Maschine. Diese Beziehung wird im Folgenden anhand des magnetischen Modells der PMTFM nach Gleichung (3.16) hergeleitet. Ansatz zur Berechnung des Drehmoments ist die magnetische Energie<sup>3</sup>, die in den Quellen des Eisenkreises ( $\Theta_S$ ,  $\Theta_P$ ) wirksam

<sup>2</sup>Es gilt für TFRM:  $\Theta_P = 0$ ,  $G_P = G_R$ ,  $G_{\sigma P} = 0$ ,

<sup>3</sup>Bei Berücksichtigung von Eisensättigung muss die magnetische Koenergie verwendet werden.

ist. Diese magnetische Energie wird durch Gleichung (3.21) beschrieben.

$$\begin{aligned} W_{\text{Mag}} &= \frac{1}{2} [\Theta_S \Phi_S + \Theta_P \Phi_P] \\ &= \frac{1}{2} G_{S,\text{Eff}}(\varepsilon) \Theta_S^2 - G_{C,\text{Eff}}(\varepsilon) \Theta_P \Theta_S + \frac{1}{2} G_{P,\text{Eff}}(\varepsilon) \Theta_P^2 \end{aligned} \quad (3.21)$$

Die Formel zur Berechnung des Drehmoments ergibt sich aus der umgesetzten Energiemenge  $dW$  für eine infinitesimale Winkeländerung  $d\varepsilon$ .

$$dW = m d\varepsilon \rightarrow \frac{dW}{d\varepsilon} = m \quad (3.22)$$

Die Änderung der in Gleichung (3.21) beschriebenen magnetischen Energie über der Rotorlage ergibt das auf den Rotor wirksame Drehmoment  $m$ . Aus Gleichung (3.23) ist ersichtlich, dass neben dem elektromotorischen Moment, welches aus der Wechselwirkung zwischen elektrischer Erregung und Permanenterregung resultiert, auch das Reluktanzmoment sowie das Rastmoment beschrieben werden. Für den Spezialfall der TFRM existiert ausschließlich das Reluktanzmoment.

$$\begin{aligned} m &= \frac{dW_{\text{Mag}}}{d\varepsilon} \\ &= \underbrace{\frac{1}{2} \frac{dG_{S,\text{Eff}}(\varepsilon)}{d\varepsilon} \Theta_S^2}_{\text{Reluktanzmoment}} - \underbrace{\frac{dG_{C,\text{Eff}}(\varepsilon)}{d\varepsilon} \Theta_P \Theta_S}_{\text{elektromotorisches Moment}} + \underbrace{\frac{1}{2} \frac{dG_{P,\text{Eff}}(\varepsilon)}{d\varepsilon} \Theta_P^2}_{\text{Rastmoment}} \end{aligned} \quad (3.23)$$

Während das Rastmoment durch die konstante Permanentanregung stets den gleichen periodischen Verlauf aufweist, wird das Reluktanzmoment über das Quadrat der elektrischen Erregung skaliert. Der Reluktanzmomentverlauf und insbesondere dessen Wirkrichtung ist durch die Änderung des statorseitigen effektiven Eigenleitwertes festgelegt. Bei der Berechnung der Betriebsweise der Maschine muss sowohl das elektromotorische Moment als auch das Reluktanzmoment berücksichtigt werden, um eine geringe Welligkeit des Antriebsmoments zu erzielen.

Im Folgenden wird das Rastmoment als unbekannte, periodische Störgröße betrachtet, da es nicht durch die elektrische Erregung beeinflusst werden kann. Das Rastmoment trägt daher nicht aktiv zur Drehmo-



mentbildung bei, sondern erzeugt Drehzahlschwankungen, welche aktiv durch geeignete Kompensation mittels der elektrischen Erregung minimiert werden können.

### 3.3 Stromdynamik

Die elektrische Erregung der TFM wird durch die statorseitige Ringspule in den Eisenkreis eingebracht. Jeder Strang der TFM wird an einem spannungseinprägenden Pulswechselrichter betrieben. Zur Drehmomentsteuerung der Maschine werden Sollwerte bzw. Sollverläufe des Strangstromes an eine Stromregelung übergeben, welche diese zur elektrischen Erregung des Eisenkreises einprägt. Es ist notwendig, dass die Sollwerte bzw. Sollverläufe präzise in Amplitude und Phasenlage eingeprägt werden, um dem Solldrehmomentverlauf exakt folgen zu können. Durch die korrekte Phasenlage des Strangstromes zur induzierten Spannung wird auch der Blindleistungsbedarf der Maschine minimiert.

Zur Auslegung einer Stromregelung wird in den folgenden Abschnitten eine Beschreibung der Dynamik des Strangstromes  $i_S$  in Abhängigkeit der Strangspannung  $u_S$ , der aktuellen elektrischen Rotorlage  $\varepsilon$  sowie der elektrischen Kreisfrequenz  $\omega$  vorgestellt. Ein Eingrößen-Modell wird aus dem magnetischen Modell des Eisenkreises hergeleitet.

#### 3.3.1 Eingrößen-Modell

Die Stromdynamik ergibt sich aus der Spannungsgleichung des Maschinenstrangs. Die Strangspannung  $u_S$  besteht aus dem Spannungsabfall über dem Strangwiderstand  $R_S$  und der induzierten Spannung. Diese ergibt sich aus der zeitlichen Änderung des verketteten magnetischen Flusses  $\Psi_S$ .

$$u_S = R_S i_S + \frac{d\Psi_S}{dt} \quad (3.24)$$

Die Windungszahl  $N$  beschreibt den Zusammenhang von Strangstrom und elektrischer Erregung sowie von verkettetem Fluss und magnetischem Fluss. Die Windungszahl erlaubt die Definition von Induktivitätskoeffizienten und Koeffizienten zur Beschreibung des permanenterregten verketteten Flusses.

$$\begin{aligned}\Theta_S &= N i_S, \\ \Psi_S &= N \Phi_S, \\ L_{Si} &= N^2 G_{S,\text{Eff},i}, \\ \Psi_{Pj} &= N G_{C,\text{Eff},j} \Theta_P\end{aligned}\tag{3.25}$$

Der verkettete Fluss (3.26) lässt sich somit durch die Gleichung (3.27) ausdrücken.

$$\begin{aligned}\Psi_S &= N \Phi_S \\ &= N \Theta_S \sum_{\gamma=0}^{\infty} G_{S,\text{Eff},2\gamma} \cos(2\gamma\varepsilon) \\ &\quad - N \Theta_P \sum_{\gamma=0}^{\infty} G_{C,\text{Eff},(2\gamma+1)} \cos((2\gamma+1)\varepsilon)\end{aligned}\tag{3.26}$$

$$\begin{aligned}\Psi_S &= i_S L_S(\varepsilon) + \Psi_P(\varepsilon) \\ &= i_S \sum_{\gamma=0}^{\infty} L_{S(2\gamma)} \cos(2\gamma\varepsilon) - \sum_{\gamma=0}^{\infty} \Psi_{P(2\gamma+1)} \cos((2\gamma+1)\varepsilon)\end{aligned}\tag{3.27}$$

Bei der Berechnung der zeitlichen Änderung des verketteten Flusses wird die zeitliche Änderung des Strangstromes  $di_S/dt$  sowie die zeitliche Änderung der elektrischen Rotorlage  $d\varepsilon/dt = \omega$  berücksichtigt. Die Modellparameter seien zeitlich invariant. Dies ist gerechtfertigt unter der Annahme, dass mögliche Parameteränderungen, hervorgerufen

z.B. durch Eisensättigung, vernachlässigbar klein sind. Es ergibt sich Gleichung (3.28).

$$\begin{aligned}
 \frac{d\Psi_S}{dt} &= L_S(\varepsilon) \frac{di_S}{dt} + i_S \omega \frac{dL_S(\varepsilon)}{d\varepsilon} + \omega \frac{d\Psi_P(\varepsilon)}{d\varepsilon} \\
 &= \frac{di_S}{dt} \sum_{\gamma=0}^{\infty} L_{S(2\gamma)} \cos(2\gamma\varepsilon) \\
 &\quad - i_S \omega \sum_{\gamma=0}^{\infty} (2\gamma) L_{S(2\gamma)} \sin(2\gamma\varepsilon) \\
 &\quad + \omega \sum_{\gamma=0}^{\infty} (2\gamma + 1) \Psi_{P(2\gamma+1)} \sin((2\gamma + 1)\varepsilon)
 \end{aligned} \tag{3.28}$$

Mit (3.24) und (3.28) ergibt sich die Differentialgleichung des Strangstromes entsprechend der Spannungsgleichung (3.29). Sie beschreibt die Dynamik des Stromes in Abhängigkeit von Strangstrom, Strangspannung, Kreisfrequenz und Rotorlage.

$$\begin{aligned}
 u_S &= R_S i_S + L_S(\varepsilon) \frac{di_S}{dt} + i_S \omega \frac{dL_S(\varepsilon)}{d\varepsilon} + \omega \frac{d\Psi_P(\varepsilon)}{d\varepsilon} \\
 &= R_S i_S + \frac{di_S}{dt} \sum_{\gamma=0}^{\infty} L_{S(2\gamma)} \cos(2\gamma\varepsilon) \\
 &\quad - i_S \omega \sum_{\gamma=0}^{\infty} (2\gamma) L_{S(2\gamma)} \sin(2\gamma\varepsilon) \\
 &\quad + \omega \sum_{\gamma=0}^{\infty} (2\gamma + 1) \Psi_{P(2\gamma+1)} \sin((2\gamma + 1)\varepsilon)
 \end{aligned} \tag{3.29}$$

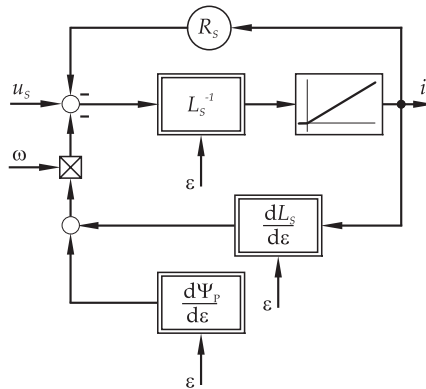


Abb. 3.6: Eingrößen-Modell der Stromdynamik einer TFM

Der Signalflussplan der Stromdynamik ist in Abbildung 3.6 dargestellt. Das nichtlineare dynamische Verhalten des Strangstromes wird durch diese Darstellung abgebildet. Synchron zur elektrischen Kreisfrequenz und folglich zur Lage  $\varepsilon$  sind periodische Parametersignale im Vorwärtszweig sowie im Rückkopplungszweig zu finden, wodurch die direkte Ableitung eines Regelgesetzes nicht ersichtlich ist. Es handelt es sich bei den Sollwerten bzw. Sollverläufen einer Stromregelung nicht um konstante oder stückweise konstante Signale, sondern um winkelsynchrone Signale, was die Auslegung einer Regelung auf Basis dieses Eingrößen-Modells zusätzlich erschwert.

In Unterabschnitt 3.3.2 wird ein Mehrgrößen-Modell aus dem Eingrößen-Modell der Stromdynamik abgeleitet.

### Modell nach Schüttler

Das in Unterabschnitt 3.3.1 beschriebene Modell gleicht in Teilen der Modellstruktur dem von Schüttler hergeleiteten Modell [36]. Auf Basis des magnetischen Ersatzschaltbildes wurde in [36] zur Beschreibung der Leitwerte ebenfalls ein Fourieransatz gewählt. Eine analytische Näherung der Luftspaltleitwerte des Eisenkreises wurde errechnet, um die Spannungsgleichung zur Beschreibung der Stromdynamik zu lösen. Eine Sättigungsannahme für das Statoreisen wurde berücksichtigt.

Zur Beschreibung der durch Permanentenerregung induzierten Spannung<sup>4</sup> ergeben sich die gleichen Frequenzkomponenten wie im Eingrößen-Modell nach Unterabschnitt 3.3.1 als ungerade Vielfache der Synchronfrequenz. Die Stranginduktivität<sup>5</sup> wird hingegen mit Fourierkoeffizienten für gerade wie ungerade Vielfache der Rotorlage beschrieben, was im Eingrößen-Modell nach Unterabschnitt 3.3.1 nicht abgebildet ist. Dies ist auf die Berücksichtigung der Statorsättigung in [36] zurückzuführen.

Die ungeraden Fourierkoeffizienten der Stranginduktivität bilden ab, dass der effektive statorseitige Eigenleitwert bei einer Verschiebung der Rotorlage um  $\pi$  entsprechend einer Polteilung  $\tau$  nicht identisch ist.

<sup>4</sup>in [36] als Gegenspannung  $u_P$  bezeichnet

<sup>5</sup>in [36] als Ankerinduktivität  $L_a$  bezeichnet

Dies resultiert aus der additiven Überlagerung eines elektrisch erregten Anteils und eines permanenterregten Anteils im Statorfluss. Bei einer Verschiebung um  $\pi$  kehrt sich das Vorzeichen des permanenterregten Anteils um, was den Arbeitspunkt des Statoreisens ändert. Die ungeraden Fourierkoeffizienten der Stranginduktivität sind somit physikalisch begründet.

Bei dem Betrieb der Maschine ändert sich jedoch auch das Vorzeichen des elektrisch erregten Flussanteils, da ein winkelsynchroner Strangstrom eingeprägt wird. Wird dieser Fall betrachtet, ergibt sich der gleiche Arbeitspunkt im Statoreisen, wodurch die ungeraden Koeffizienten effektiv vernachlässigt werden können. Dies zeigt sich ebenfalls durch zum Strangstrom punktsymmetrische Kennlinien für alle ungeraden Fourierkoeffizienten in [36, S. 50]. Der Effekt dieser punktsymmetrischen Kennlinien kann bei einer synchronen Anregung wiederum durch gerade Fourierkoeffizienten beschrieben werden, was im Eingrößen-Modell nach Unterabschnitt 3.3.1 abgebildet ist. Die Bezugsgröße von sättigungsbedingten Parametervariationen ist für dieses Eingrößen-Modell die Stromamplitude der Synchronanregung.

Für TFRM ist die Entstehung von ungeraden Fourierkoeffizienten im Induktivitätsverlauf durch die Betriebsweise mit der doppelten Synchronfrequenz<sup>6</sup> möglich. Es wird vereinfachend angenommen, dass die Einflüsse vernachlässigbar sind, um die Auslegung einer Stromregelung für PMTFM und TFRM auf Basis der gleichen Modellstruktur zu ermöglichen.

### 3.3.2 Mehrgrößen-Modell

Für elektrische Drehfeldmaschinen wie Synchron- oder Asynchronmaschinen ist es durch die Raumzeigerdarstellung möglich, Wechselgrößen mit geeigneten Koordinatentransformationen durch Gleichgrößen zu beschreiben [3,19,21]. Diese Modellierung erlaubt die direkte Ableitung von Regelgesetzen zur Stromregelung. Für einphasige Maschinen oder poly-

---

<sup>6</sup>Für TFRM wird wie für PMTFM die Synchronfrequenz gleich der Polpaarfrequenz definiert.

phasige Spezialantriebe ist die Raumzeigerdarstellung jedoch nicht praktikabel.

Im Folgenden wird das Eingrößen-Modell aus Unterabschnitt 3.3.1 nach [57] transformiert, um eine vergleichbare Darstellung der einphasigen TFM zu ermöglichen. Ziel ist die Abbildung der einphasigen Wechselgrößen durch eine Anzahl an Gleichgrößen.

Die Systemtransformation beruht auf dem Sachverhalt, dass der Strangstrom  $i_S$  ein periodisches Signal ist, welches synchron zur Rotorlage  $\varepsilon$  alterniert. Die beinhalteten Frequenzanteile sind neben der Synchronfrequenz die Harmonischen dieser Frequenz. Der Strangstrom wird durch Gleichung (3.30) beschrieben.

$$i_S = \sum_{\nu=0}^{\infty} [i_{\nu,c} \cos(\nu \varepsilon) + i_{\nu,s} \sin(\nu \varepsilon)] \quad (3.30)$$

Die Indizes  $s$  und  $c$  beziehen sich auf die zugehörige trigonometrische Funktion  $\sin$  und  $\cos$ . Der Index  $\nu$  verweist auf die Frequenz der Stromkomponenten.  $\nu$  gibt die Vielfachheit der Grundfrequenz der zugehörigen Stromkomponente an. Die Frequenz Null ist ebenfalls berücksichtigt.

Die zeitliche Änderung des Strangstromes wird in Gleichung (3.31) beschrieben. Neben der zeitlichen Änderung der Rotorlage  $\varepsilon$  wird jede Amplitude der Fourierreihe als über die Zeit variant angenommen.

$$\begin{aligned} \frac{di_S}{dt} = \sum_{\nu=0}^{\infty} & \left[ \left( \frac{di_{\nu,c}}{dt} + \omega \nu i_{\nu,s} \right) \cos(\nu \varepsilon) \right. \\ & \left. + \left( \frac{di_{\nu,s}}{dt} - \omega \nu i_{\nu,c} \right) \sin(\nu \varepsilon) \right] \end{aligned} \quad (3.31)$$

Die Darstellung des Strangstromes als Fourierreihe wird zur Berechnung des verketteten Flusses herangezogen. Das Produkt der Fourierreihen in Gleichung (3.32) führt zu einer Modulation, wodurch jede Frequenzkom-

ponente des Strangstromes mehrere Frequenzkomponenten des verketteten Flusses beeinflusst.

$$\begin{aligned} \Psi_S = & \sum_{\gamma=0}^{\infty} L_{S(2\gamma)} \cos(2\gamma \varepsilon) \sum_{\nu=0}^{\infty} [i_{\nu,c} \cos(\nu \varepsilon) + i_{\nu,s} \sin(\nu \varepsilon)] \\ & - \sum_{\gamma=0}^{\infty} \Psi_{P(2\gamma+1)} \cos((2\gamma+1) \varepsilon) \end{aligned} \quad (3.32)$$

Dieser Sachverhalt wird durch Darstellung der Produkte der trigonometrischen Funktionen durch ihre trigonometrischen Identitäten [7] ersichtlich. Gleichung (3.33) zeigt, dass die Stromkomponente der Kreisfrequenz  $\nu \omega$  durch die Induktivitätsverteilung  $L_S(\varepsilon)$  auf die Komponenten des verketteten Flusses der Kreisfrequenz  $(2\gamma \pm \nu) \omega$  abgebildet wird.

$$\begin{aligned} \Psi_S = & \sum_{\gamma=0}^{\infty} \sum_{\nu=0}^{\infty} \left[ \frac{L_{S(2\gamma)}}{2} [i_{\nu,c} \cos((2\gamma + \nu) \varepsilon) + i_{\nu,c} \cos((2\gamma - \nu) \varepsilon) \right. \\ & \left. + i_{\nu,s} \sin((2\gamma + \nu) \varepsilon) - i_{\nu,s} \sin((2\gamma - \nu) \varepsilon)] \right] \\ & - \sum_{\gamma=0}^{\infty} \Psi_{P(2\gamma+1)} \cos((2\gamma+1) \varepsilon) \end{aligned} \quad (3.33)$$

Die induzierte Spannung wird durch die zeitliche Änderung des verketteten Flusses bestimmt. Das Ergebnis der Differentiation ist in Gleichung (3.34) dargestellt. Eine übersichtliche Darstellung wird durch eine Faktorisierung auf trigonometrische Funktionen gleichen Arguments erreicht.

$$\begin{aligned} \frac{d\Psi_S}{dt} = & \omega \sum_{\gamma=0}^{\infty} (2\gamma+1) \Psi_{P(2\gamma+1)} \sin((2\gamma+1) \varepsilon) \\ & + \sum_{\gamma=0}^{\infty} \sum_{\nu=0}^{\infty} \frac{L_{S(2\gamma)}}{2} \left[ \cos((2\gamma + \nu) \varepsilon) \left[ \frac{di_{\nu,c}}{dt} + \omega i_{\nu,s} (2\gamma + \nu) \right] \right. \\ & + \cos((2\gamma - \nu) \varepsilon) \left[ \frac{di_{\nu,c}}{dt} - \omega i_{\nu,s} (2\gamma - \nu) \right] \\ & + \sin((2\gamma + \nu) \varepsilon) \left[ \frac{di_{\nu,s}}{dt} - \omega i_{\nu,c} (2\gamma + \nu) \right] \\ & \left. + \sin((2\gamma - \nu) \varepsilon) \left[ -\frac{di_{\nu,s}}{dt} - \omega i_{\nu,c} (2\gamma - \nu) \right] \right] \end{aligned} \quad (3.34)$$

Wird der ohmsche Spannungsabfall ebenfalls durch die Fourierreihendarstellung des Strangstromes angegeben, enthält die rechte Seite der

Spannungsgleichung (3.29) ausschließlich Fourierreihen der Periodizität  $\varepsilon$ . Folglich wird auch die Strangspannung als eine Fourierreihe der Periodizität  $\varepsilon$  ausgedrückt. Die Differentialgleichung des Strangstromes in Fourierreihendarstellung ist in Gleichung (3.35) dargestellt.

$$\begin{aligned}
 & \sum_{\kappa=0}^{\infty} [u_{\kappa,c} \cos(\kappa \varepsilon) + u_{\kappa,s} \sin(\kappa \varepsilon)] = \\
 & R_S \sum_{\nu=0}^{\infty} [i_{\nu,c} \cos(\nu \varepsilon) + i_{\nu,s} \sin(\nu \varepsilon)] \\
 & + \omega \sum_{\gamma=0}^{\infty} (2\gamma + 1) \Psi_{P(2\gamma+1)} \sin((2\gamma + 1) \varepsilon) \\
 & + \sum_{\gamma=0}^{\infty} \sum_{\nu=0}^{\infty} \frac{L_S(2\gamma)}{2} \left[ \cos((2\gamma + \nu) \varepsilon) \left[ \frac{di_{\nu,c}}{dt} + \omega i_{\nu,s} (2\gamma + \nu) \right] \right. \\
 & \quad + \cos((2\gamma - \nu) \varepsilon) \left[ \frac{di_{\nu,c}}{dt} - \omega i_{\nu,s} (2\gamma - \nu) \right] \\
 & \quad + \sin((2\gamma + \nu) \varepsilon) \left[ \frac{di_{\nu,s}}{dt} - \omega i_{\nu,c} (2\gamma + \nu) \right] \\
 & \quad \left. + \sin((2\gamma - \nu) \varepsilon) \left[ -\frac{di_{\nu,s}}{dt} - \omega i_{\nu,c} (2\gamma - \nu) \right] \right] \quad (3.35)
 \end{aligned}$$

Die rechte Seite der Gleichung (3.35) wird in geeigneter Weise umgeformt, um die Basisfunktionen der rechten Seite an die Basisfunktionen der Fourierreihendarstellung der Strangspannung anzupassen. Es werden die Fourierkoeffizienten  $\mathcal{C}_{\kappa}$  und  $\mathcal{S}_{\kappa}$  definiert (3.36).

$$\sum_{\kappa=0}^{\infty} [u_{\kappa,c} \cos(\kappa \varepsilon) + u_{\kappa,s} \sin(\kappa \varepsilon)] = \sum_{\kappa=0}^{\infty} [\mathcal{C}_{\kappa} \cos(\kappa \varepsilon) + \mathcal{S}_{\kappa} \sin(\kappa \varepsilon)] \quad (3.36)$$

Die Fourierkoeffizienten  $\mathcal{C}_{\kappa}$  und  $\mathcal{S}_{\kappa}$  sind unabhängig von der Rotorlage  $\varepsilon$  und beinhalten die Strangstromkomponenten, deren zeitliche Ableitungen, die Kreisfrequenz  $\omega$  sowie Modellparameter. Die Rechenvorschriften



zur Bestimmung von  $\mathcal{C}_\kappa$  und  $\mathcal{S}_\kappa$  sind in den Gleichungen (3.37) und (3.38) angegeben.

$$\mathcal{C}_\kappa = \sum_{\gamma=0}^{\infty} \sum_{\nu=0}^{\infty} \begin{cases} R_S i_{\nu,c} + L_{S0} \left[ \frac{di_{\nu,c}}{dt} + \omega i_{\nu,s} \kappa \right], & \kappa = \nu, \gamma = 0 \\ \frac{L_{S(2\gamma)}}{2} \left[ \frac{di_{\nu,c}}{dt} + \omega i_{\nu,s} \kappa \right], & \kappa = 2\gamma + \nu \\ \frac{L_{S(2\gamma)}}{2} \left[ \frac{di_{\nu,c}}{dt} - \omega i_{\nu,s} \kappa \right], & \kappa = |2\gamma - \nu| \\ 0, & \text{sonst} \end{cases} \quad (3.37)$$

$$\mathcal{S}_\kappa = \sum_{\gamma=0}^{\infty} \begin{cases} \omega \kappa \Psi_{P\kappa}, & \kappa = 2\gamma + 1 \\ 0, & \text{sonst} \end{cases} + \sum_{\gamma=0}^{\infty} \sum_{\nu=0}^{\infty} \begin{cases} R_S i_{\nu,s} + L_{S0} \left[ \frac{di_{\nu,s}}{dt} - \omega i_{\nu,c} \kappa \right], & \kappa = \nu, \gamma = 0 \\ \frac{L_{S(2\gamma)}}{2} \left[ \frac{di_{\nu,s}}{dt} - \omega i_{\nu,c} \kappa \right], & \kappa = 2\gamma + \nu \\ \frac{L_{S(2\gamma)}}{2} \left[ -\frac{di_{\nu,s}}{dt} - \omega i_{\nu,c} \kappa \right], & \kappa = 2\gamma - \nu \\ \frac{L_{S(2\gamma)}}{2} \left[ \frac{di_{\nu,s}}{dt} - \omega i_{\nu,c} \kappa \right], & -\kappa = 2\gamma - \nu \\ 0, & \text{sonst} \end{cases} \quad (3.38)$$

Da die trigonometrischen Funktionen eine Orthogonalbasis darstellen [7], sind die Fourierreihen dieser Basis eindeutig. Aus dieser Eindeutigkeit folgt, dass die Spannungsgleichung in Fourierreihendarstellung durch ein Gleichungssystem ausgedrückt werden kann.

Eine endliche Anzahl an Gleichungen ergibt sich, wenn die einzelnen Fourierreihen in Gleichung (3.35) endlich sind. Dies wird durch eine Beschränkung der Anzahl der Stromharmonischen auf  $\nu_{\max}$ , der Spannungsharmonischen auf  $\kappa_{\max}$  und die Anzahl der berücksichtigten Parameter auf  $\gamma_{\max}$  erreicht. Aus Gleichung (3.39) ergeben sich  $2\kappa_{\max} + 1$  Gleichungen.

$$\begin{aligned} \underline{u} &= [u_0 \ u_{1,c} \ u_{1,s} \ u_{2,c} \ u_{2,s} \ \dots \ u_{\kappa_{\max},c} \ u_{\kappa_{\max},s}]^T \\ &= [\mathcal{C}_0 \ \mathcal{C}_1 \ \mathcal{S}_1 \ \mathcal{C}_2 \ \mathcal{S}_2 \ \dots \ \mathcal{C}_{\kappa_{\max}} \ \mathcal{S}_{\kappa_{\max}}]^T \end{aligned} \quad (3.39)$$

Vernachlässigt werden die Frequenzkomponenten  $(2\gamma + \nu) > \kappa_{\max}$ . Diese Vernachlässigung führt zu einer Abweichung zum Eingrößen-Modell. Das Eingrößen-Modell bildet auch die vernachlässigten Frequenzkomponenten sowie auch ihre Rückwirkung auf die berücksichtigten Frequenzkomponenten ab.

Äquivalent zur Definition des Spannungsvektors  $\underline{u}$  wird der Vektor  $\underline{i}$  in Gleichung (3.40) definiert. Die Vektoren repräsentieren die spektrale Zusammensetzung der Strangspannung  $u_S$  und des Strangstromes  $i_S$ .

$$\underline{i} = [i_0 \ i_{1,c} \ i_{1,s} \ i_{2,c} \ i_{2,s} \ \dots \ i_{\nu_{\max},c} \ i_{\nu_{\max},s}]^T \quad (3.40)$$

Die Definition dieser Vektoren ermöglicht die Matrixdarstellung der Spannungsgleichung (3.41) aus Gleichung (3.39). Sie beschreibt die Dynamik der spektralen Zusammensetzung des Strangstromes abhängig von der spektralen Zusammensetzung der Strangspannung, der Kreisfrequenz und den Modellparametern. Diese Dynamikbeschreibung ist unabhängig von der Rotorlage  $\varepsilon$ .

$$\underline{\dot{u}} = \underline{G} \frac{d}{dt} \underline{i} - \left( \underline{H}_1 + \omega \underline{H}_2 \right) \underline{i} - \omega \underline{p} \quad (3.41)$$

Die Dimension der Matrizen  $\underline{G}$ ,  $\underline{H}_1$  und  $\underline{H}_2$  ist  $[(2\kappa_{\max} + 1) \times (2\nu_{\max} + 1)]$ . Sie beinhalten die Modellparameter  $L_{Si}$  und  $R_S$ . Die Anteile des permanenten verkettenen Flusses  $\Psi_{Pj}$  sind im Vektor  $\underline{p}$  abgebildet.

Die Anzahl der Stromharmonischen  $\nu_{\max}$  wird gleich der Anzahl der Spannungsharmonischen  $\kappa_{\max}$  gewählt, um quadratische Matrizen zu erzeugen und somit eine Grundvoraussetzung für die Invertierbarkeit der Matrix  $\underline{G}$  zu erfüllen. Ist die Matrix  $\underline{G}$  invertierbar, kann die zeitliche Änderung der spektralen Zusammensetzung des Strangstromes aus Gleichung (3.41) berechnet werden. Der skalare Strangstrom kann durch die Ausgangsmatrix  $\underline{C}(\varepsilon)$  nach Gleichung (3.30) berechnet werden. Das Blockschaltbild ist in Abbildung 3.7 dargestellt.

Diese Darstellung kann auf die in der Literatur [23,39,43] verbreitete Zustandsraumdarstellung mit Dynamik- bzw. Systemmatrix  $\underline{A}$ , Eingangs-

matrix  $\underline{B}$ , Ausgangsmatrix  $\underline{C}$  und eine vektorielle Störung  $\underline{d}$  abgebildet werden. Es gilt für den Zustandsvektor  $\underline{x} = \underline{i}$

$$\begin{aligned}\underline{A} &= \underline{G}^{-1} \left( \underline{H}_1 + \omega \underline{H}_2 \right), & \underline{B} &= \underline{G}^{-1}, \\ \underline{C} &= \underline{C}(\varepsilon), & \underline{d} &= \omega \underline{G}^{-1} \underline{p},\end{aligned}\tag{3.42}$$

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt} \underline{x} &= \underline{A} \underline{x} + \underline{B} \underline{u} + \underline{d} \\ i_S &= \underline{C} \underline{x}.\end{aligned}$$

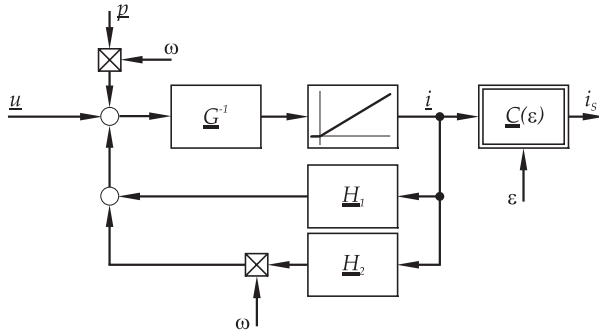


Abb. 3.7: Zustandsraumdarstellung der Stromdynamik einer TFM

Die spektrale Darstellung nach Gleichung (3.41) erlaubt, die Frequenzanteile des Strangstromes  $i_S$  stationär durch Gleichanteile abzubilden.

### Darstellung der Grundfrequenz

Die Analogie zur Raumzeigerdarstellung der Grundfrequenz von Drehfeldmaschinen wird durch die Betrachtung der Grundfrequenz einer PMTFM als einfachster Spezialfall ( $\kappa_{\max} = \nu_{\max} = \gamma_{\max} = 1$ ) der spektralen Darstellung erreicht. Der Gleichanteil ( $\kappa_{\max} = \nu_{\max} = 0$ ) wird vernachlässigt. Die Spannungsgleichung und die Fourierkoeffizienten  $\mathcal{C}_1$  und  $\mathcal{S}_1$  ergeben sich nach (3.37) und (3.38).

$$\begin{aligned}u_{1c} &= \mathcal{C}_1 \\ &= R_S i_{1,c} + L_{S0} \left[ \frac{di_{1,c}}{dt} + \omega i_{1,s} \right] + \frac{L_{S2}}{2} \left[ \frac{di_{1,c}}{dt} - \omega i_{1,s} \right]\end{aligned}\tag{3.43}$$

$$\begin{aligned}
 u_{1s} &= \mathcal{S}_1 \\
 &= R_S i_{1,s} + L_{S0} \left[ \frac{di_{1,s}}{dt} - \omega i_{1,c} \right] + \frac{L_{S2}}{2} \left[ -\frac{di_{1,s}}{dt} - \omega i_{1,c} \right] \\
 &\quad + \omega \Psi_{P1}
 \end{aligned} \quad (3.44)$$

Die Matrizen nach Gleichung (3.41) ergeben sich zu (3.45).  $\underline{\underline{G}}$  ist invertierbar.

$$\begin{aligned}
 \underline{\underline{G}} &= \begin{bmatrix} L_{S0} + \frac{L_{S2}}{2} & 0 \\ 0 & L_{S0} - \frac{L_{S2}}{2} \end{bmatrix}, \quad \underline{\underline{H}}_1 = \begin{bmatrix} -R_S & 0 \\ 0 & -R_S \end{bmatrix}, \\
 \underline{\underline{H}}_2 &= \begin{bmatrix} 0 & -L_{S0} + \frac{L_{S2}}{2} \\ L_{S0} + \frac{L_{S2}}{2} & 0 \end{bmatrix}, \quad \underline{p} = \begin{bmatrix} 0 & -\Psi_{P1} \end{bmatrix}^T
 \end{aligned} \quad (3.45)$$

Es ergibt sich eine Struktur, die der Darstellung einer permanenterregten Synchronmaschine in rotorfesten Koordinaten [21, 30] ähnlich ist. Das Blockschaltbild ist in Abbildung 3.8 dargestellt.

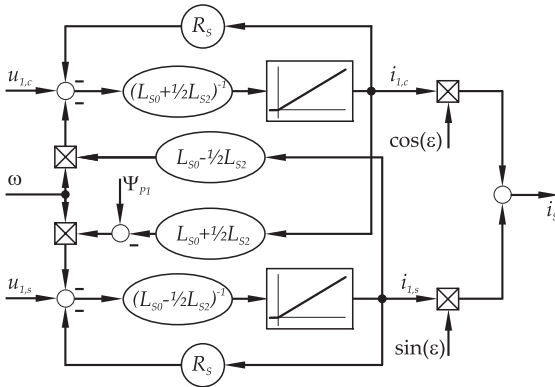


Abb. 3.8: Blockschaltbild der Grundfrequenz einer PMTFM

Die Ströme  $i_{1,c}$  und  $i_{1,s}$  sind nicht mit den rotororientierten Strömen einer permanenterregten Synchronmaschine gleichzusetzen, welche zwei physikalische Systemzustände repräsentieren. Es handelt sich bei  $i_{1,c}$  und  $i_{1,s}$  um spektrale Komponenten der gleichen physikalischen Zustandsgröße.

Diese kompakte Darstellung der einphasigen PMTFM kann zur Auslegung einer Regelung verwendet werden. Da abgesehen von der Grundfrequenz keine weiteren Frequenzen berücksichtigt werden, gilt eine entsprechende Auslegung ausschließlich für diese Synchronfrequenz. Durch das nichtlineare Verhalten der Maschine und Sollstromverläufe mit weiteren Frequenzanteilen werden weitere Frequenzen im Strangstrom angeregt, die durch andere geeignete Regelgesetze unterdrückt bzw. eingepreßt werden müssen. Die folgende Reglerauslegung beinhaltet daher das vollständige Zustandsraummodell.

## 4 Reglerstrukturen

Die Drehmomentsteuerung einer TFM wird durch eine Stromregelung realisiert. Die Stromsollwertverläufe aus der Drehmomentvorgabe enthalten im Allgemeinen nicht nur die Grundfrequenz, wie es bei Drehfeldmaschinen der Fall ist, sondern auch weitere Vielfache der Grundfrequenz, um einen glatten Drehmomentverlauf zu erzeugen. Die Anforderungen an Genauigkeit in Amplitude und Phasenlage gelten daher nicht nur für die Grundfrequenz, sondern gleichzeitig für die Harmonischen. Eine Stromregelung soll stationäre Genauigkeit für mehrere Frequenzen realisieren und gleichzeitig eine hohe Dynamik bei Arbeitspunktänderungen vorweisen.

In den folgenden Abschnitten werden zwei Reglerstrukturen vorgestellt. Die erste Struktur basiert auf dem in Unterabschnitt 3.3.2 hergeleiteten Mehrgrößen-Modell, wohingegen der zweiten Struktur ein Regelfehler-Modell des Eingrößen-Modells nach Unterabschnitt 3.3.1 zugrunde liegt.

### 4.1 Spektraler Zustandsregler

Die Kenntnis des Systemzustands sowie der Eingangsgrößen erlaubt die modellbasierte Prädiktion des zeitlichen Verhaltens des Systems durch die Zustandsraumbeschreibung. Die Zustandsregelung sieht vor, dem System eine zustandsabhängige Eingangsgröße aufzuprägen, um die Systemdynamik zu stabilisieren bzw. zu formen [24, 40]. Eine Zustandsregelung wird anhand der Zustandsraumdarstellung der spektralen Zusammensetzung des Strangstromes nach Kapitel 3.3.2 bestimmt.

Voraussetzung einer Zustandsregelung ist die Verfügbarkeit des Zustandsvektors  $\underline{z}$  sowie die Steuerbarkeit des Systems. Zunächst wird die Steuerbarkeit der Zustandsraumdarstellung untersucht.

„Ein System heißt **steuerbar**, wenn es zu einem beliebigen Anfangszustand einen Verlauf der Eingangssignale gibt, die den Systemzustand in endlicher Zeit zum Zustand  $\underline{0}$  führen.“ [40, S. 36]

Die Steuerbarkeit eines Systems ist gegeben, wenn der Rang der Steuerbarkeitsmatrix  $\underline{\underline{Q}}_S$  der Systemordnung  $n$  entspricht.

$$\underline{\underline{Q}}_S = \begin{pmatrix} \underline{\underline{B}} & \underline{\underline{A}}\underline{\underline{B}} & \underline{\underline{A}}^2\underline{\underline{B}} & \dots & \underline{\underline{A}}^{n-1}\underline{\underline{B}} \end{pmatrix} \quad (4.1)$$

Entspricht der Rang der Eingangsmatrix  $\underline{\underline{B}}$  der Systemordnung, ist die Steuerbarkeit eines Systems inhärent gegeben [40, S. 37]. Für die gegebene Zustandsraumdarstellung ist die Eingangsmatrix  $\underline{\underline{B}} = \underline{\underline{G}}^{-1}$  invertierbar und besitzt somit vollen Rang. Die Steuerbarkeit ist für die Zustandsraumdarstellung nach Gleichung (3.41) gegeben.

Die Auslegung des Zustandsreglers erfolgt nach [57]. Zunächst wird die Eigendynamik des zustandsgeregelten Systems betrachtet. Die Stellgröße  $\underline{u}$  wird so gewählt, dass die Eigendynamik des geregelten Systems der vorgegebenen Systemmatrix  $\underline{\underline{A}}_R$  entspricht.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}\underline{i} &= \underline{\underline{G}}^{-1} \left( \underline{\underline{H}}_1 + \omega \underline{\underline{H}}_2 \right) \underline{i} + \omega \underline{\underline{G}}^{-1} \underline{p} + \underline{\underline{G}}^{-1} \underline{u} \\ &\stackrel{!}{=} \underline{\underline{A}}_R \underline{i} \end{aligned} \quad (4.2)$$

Aus Gleichung (4.2) und der Invertierbarkeit von  $\underline{\underline{G}}$  ergibt sich die zustands- und kreisfrequenzabhängige Stellgröße.

$$\begin{aligned} \underline{u} &= \left( \underline{\underline{G}}\underline{\underline{A}}_R - \underline{\underline{H}}_1 - \omega \underline{\underline{H}}_2 \right) \underline{i} - \omega \underline{p} \\ &= \left( \underline{\underline{R}}_1 + \omega \underline{\underline{R}}_2 \right) \underline{i} - \omega \underline{p} \end{aligned} \quad (4.3)$$

Die Berücksichtigung eines Sollwertes  $\underline{i}_{\text{Ref}}$  in der Stellgröße verschiebt die stationäre Ruhelage des Systems. Eine Vorverstärkung  $\underline{V}$  wird berücksichtigt, um stationäre Genauigkeit zu realisieren.

$$\underline{u} = \left( \underline{\underline{R}}_1 + \omega \underline{\underline{R}}_2 \right) \underline{i} - \omega \underline{p} + \underline{V} \underline{i}_{\text{Ref}} \quad (4.4)$$

Aus der Forderung in Gleichung (4.5) wird die Vorverstärkung  $\underline{\underline{V}}$  berechnet.

$$\frac{d}{dt} \underline{i} \stackrel{!}{=} \underline{\underline{A}}_R (\underline{i} - \underline{i}_{\text{Ref}}) \quad (4.5)$$

Die vollständige Beschreibung des Zustandsreglers ist in Gleichung (4.6) angegeben.

$$\begin{aligned} \underline{u} &= \underline{\underline{R}}(\omega) \underline{i} - \omega \underline{p} + \underline{\underline{V}} \underline{i}_{\text{Ref}} \\ \underline{\underline{R}}(\omega) &= \underline{\underline{R}}_1 + \omega \underline{\underline{R}}_2 \\ \underline{\underline{R}}_1 &= \underline{\underline{G}} \underline{\underline{A}}_R - \underline{\underline{H}}_1 \\ \underline{\underline{R}}_2 &= -\underline{\underline{H}}_2 \\ \underline{\underline{V}} &= -\underline{\underline{G}} \underline{\underline{A}}_R \end{aligned} \quad (4.6)$$

Der Signalflussplan des geschlossenen Systems ist in Abbildung 4.1 dargestellt. Das geregelte System folgt der Systemdynamikbeschreibung nach Gleichung (4.5).

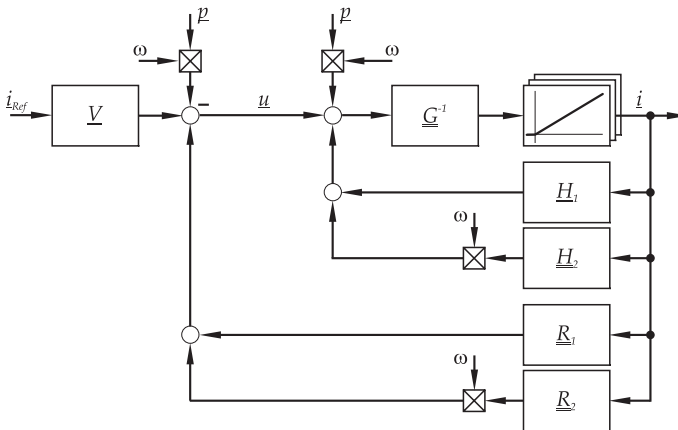


Abb. 4.1: Blockschaltbild des zustandsregelten Systems

#### 4.1.1 Wahl der Systemordnung

Die spektrale Darstellung der Stromdynamik nach Gleichung (3.41) eignet sich für eine Reglerauslegung im Zustandsraum. Die Ordnung



des Zustandsraumes ergibt sich aus der Anzahl der berücksichtigten Stromharmonischen. Diese Anzahl wird aus den Frequenzanteilen im Sollstromverlauf vorgegeben. Da im Zustandsraum pro Frequenz zwei Zustände berücksichtigt werden, ist eine beliebig große Anzahl aufgrund beschränkter Rechenleistung des Regelsystems unpraktikabel. Ein Kompromiss zwischen Präzision der Abbildung des Sollstromverlaufes und verfügbarer Rechenleistung ist notwendig.

Die minimale Systemordnung zur Modellierung der Synchronfrequenz bei PMTFM ist zwei. Drei Systemzustände sind für eine minimale Darstellung der TFRM notwendig. Es wird der Gleichstromanteil sowie die doppelte Synchronfrequenz modelliert.

#### 4.1.2 Dynamikvorgabe

Die Wahl der vorgegebenen Dynamikmatrix  $\underline{\underline{A}}_R$  legt die Pole des geschlossenen Kreises fest. Alle Pole des Systems werden durch die Wahl in Gleichung (4.7) zu dem stabilen Pol  $-a_R$  verschoben.

$$\underline{\underline{A}}_R = -\text{diag}(a_R) \quad (4.7)$$

Die Wahl des Vielfachpoles entkoppelt die einzelnen Frequenzkomponenten und führt zu gleichförmigen transienten Einschwingvorgängen aller Frequenzen. Die Ausbildung des Drehmoments nach einer Sollwertänderung folgt somit gleichermaßen diesem transienten Verhalten. Die Auslegung eines überlagerten Drehzahlregelkreises kann anhand einer vereinfachten Approximation des geschlossenen Stromregelkreises durch ein Verzögerungsglied erster Ordnung mit dem Streckenpol  $-a_R$  erfolgen.

#### 4.1.3 Modellbasierte Vorsteuerung

Die Abhängigkeit des Regelgesetzes vom Zustandsvektor  $\underline{i}$  setzt die Verfügbarkeit dieses Vektors voraus. Direkt messbar ist jedoch ausschließlich der skalare Strangstrom  $i_S$  und nicht die Komponenten der

spektralen Zusammensetzung  $\underline{i}$ . Sie lässt sich durch nichtlineare resonante Beobachterstrukturen, in [58] als harmonischer Beobachter vorgestellt, erfassen oder durch diskrete Fourier-Transformation, beispielsweise durch den Goertzel-Algorithmus [9], berechnen. Diese Verfahren weisen jedoch Verzögerungszeiten durch frequenzabhängige transiente Einschwingvorgänge oder durch minimale Messdauer auf. Durch diese Verzögerung können die erfassten Zustandsvektoren nicht für eine Regelung mit hoher Bandbreite eingesetzt werden. Um dennoch die Vorteile der Zustandsraumdarstellung und Zustandsregelung auszunutzen, wird der Zustandsvektor modellbasiert berechnet. So wird die Zustandsraumdarstellung verwendet, um eine modellbasierte Zustandsregelung als Vorsteuerung zu verwenden.

Die modellbasierte Berechnung des Zustandsvektors kann durch die zeitdiskrete Lösung des Zustandsraummodells nach Gleichung (3.41) erfolgen. Aufgrund der hohen Systemordnung und folglich hoher benötigter Rechenleistung des Regelsystems ist dieser Ansatz unpraktikabel. Des Weiteren wurde in [58] gezeigt, dass das zeitdiskrete Zustandsraummodell<sup>1</sup> oberhalb einer Grenzkreisfrequenz<sup>2</sup> instabil wird.

Der Rechenaufwand zur Bestimmung des Verlaufes von  $\underline{i}$  wird erheblich reduziert, wenn der Verlauf durch die Dynamikbeschreibung des geschlossenen Systems (4.5) berechnet wird. Durch das Regelgesetz sind die errechneten Verläufe des Systemzustands identisch, da die elektrischen Störgrößen durch die Stellgröße kompensiert werden. Nach der zuvor beschriebenen Wahl von  $\underline{A}_R$  kann jede Frequenzkomponente durch ein Verzögerungsglied erster Ordnung mit dem Streckenpol  $-a_R$  und einer stationären Verstärkung von Eins berechnet werden.

Der Signalflussplan der modellbasierten Vorsteuerung ist in Abbildung 4.2 dargestellt. Die skalare Stellgröße  $u_S$  wie der skalare Strangstrom  $i_{S,\text{Ref}}$  werden durch  $\underline{C}(\varepsilon)$  berechnet. Der Strangstrom  $i_{S,\text{Ref}}$  repräsentiert den gewünschten Verlauf des Strangstromes  $i_S$ .

Die beschriebene modellbasierte Vorsteuerung ermöglicht die Vorgabe der Dynamik des geschlossenen Regelkreises. Neben der Stellgröße, die

<sup>1</sup>Integration approximiert durch Bilden der Untersumme [39]

<sup>2</sup>bezogen auf die Abtastrate

für das Einprägen des gewünschten Stromverlaufes modellbasiert notwendig ist, resultiert auch der gewünschte Stromverlauf, einschließlich der transienten Vorgänge bei Sollwertänderungen. Die Einbindung der Struktur in eine Modellfolgeregelung [40] ist durch die Übergabe von Stellgröße und Referenzverlauf an eine geschlossene Regelkreisstruktur möglich.

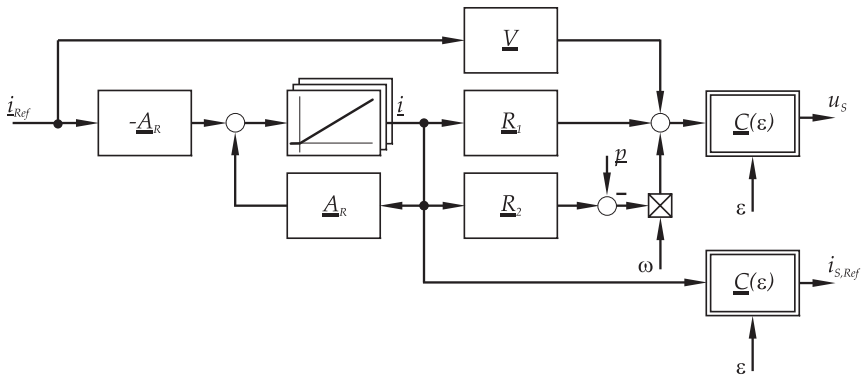


Abb. 4.2: Blockschaltbild der modellbasierten Vorsteuerung

Im folgenden Abschnitt wird eine geeignete geschlossene Regelkreisstruktur vorgestellt.

## 4.2 Multiresonanter Regler

Die Wahl einer Struktur zur Regelung des Strangstromes  $i_S$  im geschlossenen Kreis erfolgt anhand des Eingrößen-Modells nach Unterabschnitt 3.3.1. Eine geeignete Struktur wurde für PMTFM in [53] aus einem Regelfehlermodell abgeleitet. Eine Erweiterung für TFRM wurde in [54] vorgestellt.

Der Messwert des Strangstromes wird, wie in Gleichung (3.30), durch eine Fourierreihe modelliert. Diese besteht aus der Grundfrequenz und Vielfachen der Grundfrequenz. Die Darstellung ist gültig für einen statio-

nären Zustand in einem geschlossenen Regelkreis, in dem mindestens ein Proportionalregler wirksam ist.

$$i_S = \sum_{\nu=0}^{\infty} i_{S\nu} \sin(\nu\varepsilon + \varphi_\nu) \quad (4.8)$$

Die Spannungsgleichung (3.29) wird für den stationären Zustand gelöst. Es wird angenommen, dass die zeitliche Änderung der Frequenzamplituden des Strangstromes  $i_{S\nu}$  sowie deren Phasenlage  $\varphi_\nu$  vernachlässigbar klein sind.

$$\begin{aligned} u_S &= R_S \sum_{\nu=0}^{\infty} i_{S\nu} \sin(\nu\varepsilon + \varphi_\nu) \\ &+ \omega \sum_{\nu=0}^{\infty} \sum_{\gamma=0}^{\infty} \frac{i_{S\nu}}{2} L_{S(2\gamma)} (2\gamma + \nu) \cos((2\gamma + \nu)\varepsilon + \varphi_\nu) \\ &- \omega \sum_{\nu=0}^{\infty} \sum_{\gamma=0}^{\infty} \frac{i_{S\nu}}{2} L_{S(2\gamma)} (2\gamma - \nu) \cos((2\gamma - \nu)\varepsilon + \varphi_\nu) \\ &+ \omega \sum_{\gamma=0}^{\infty} (2\gamma + 1) \Psi_{P(2\gamma+1)} \sin((2\gamma + 1)\varepsilon) \\ &= \sum_{\nu=0}^{\infty} u_{S\nu} \sin(\kappa\varepsilon + \varphi_{u,\kappa}) \end{aligned} \quad (4.9)$$

Aus Gleichung (4.9) wird deutlich, dass eine notwendige Strangspannung  $u_S$  zur Unterdrückung oder zur gezielten Einprägung der harmonischen Stromkomponenten ebenfalls eine hohe Anzahl an Harmonischen aufweisen muss. Dieser Sachverhalt wurde bereits im Zustandsraummodell in Unterabschnitt 3.3.2 dargestellt.

Zur Realisierung eines Regelgesetzes auf Basis des gemessenen Strangstromes ist eine Betrachtung des skalaren Regelfehlers  $e_S$  notwendig. Im Folgenden wird der Gleichanteil in Soll- und Istwert vernachlässigt. Es wird angenommen, dass im geschlossenen Regelkreis zusätzlich zum Proportionalregler ein integraler Anteil wirksam ist oder keine stationäre Störung auftritt.

Für einen allgemeinen Sollstromverlauf  $i_{S,\text{Ref}}$ , der ebenfalls durch eine Fourierreihe gleicher Periodizität ausgedrückt werden kann, gilt Gleichung (4.10).

$$e_S = i_{S,\text{Ref}} - i_S = \sum_{\nu=1}^{\infty} e_{S\nu} \sin(\nu\varepsilon + \varphi_{e,\nu}) \quad (4.10)$$

Es wird eine Struktur benötigt, welche auf die Frequenzkomponenten des Regelfehlers  $e_{S\nu}$  integrierend bei der jeweiligen Frequenz wirkt. Eine geeignete resonante Struktur ist in [27] für den Einsatz in AC/DC Wandlern für konstante Frequenzen aufgeführt. Sie wurde für variante Frequenzen bei TFM adaptiert und erweitert [53]. Die Resonatorstruktur ist in Abbildung 4.3<sup>3</sup> für die Synchronfrequenz gemeinsam mit einem parallelen Proportionalregler dargestellt.

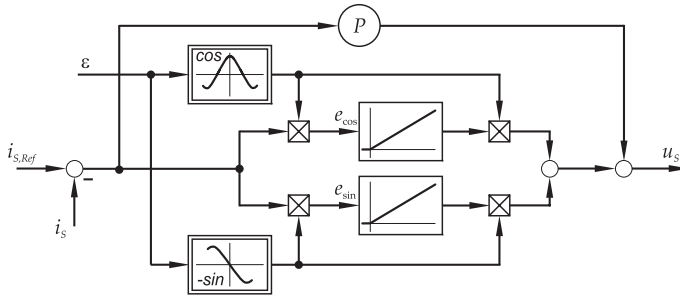


Abb. 4.3: Frequenzvarianter proportional-resonanter Regler [53]

Das Produkt des Regelfehlers mit den trigonometrischen Funktionen bildet Regelfehlerkomponenten gleicher Frequenz auf Gleichanteile in den Signalen  $e_{\cos}$  und  $e_{\sin}$  an den Integratoreingängen ab (vgl. Gleichung (4.11)). Die Integratoren erzeugen aus den Regelfehlerkomponenten stetig steigende Gleichanteile, welche durch die erneute Multiplikation mit

<sup>3</sup>Vereinfacht, vgl. Unterabschnitt 4.3.1

den trigonometrischen Funktionen als Wechselgröße gleicher Frequenz auf der skalaren Stellgröße  $u_S$  wirksam werden.

$$\begin{aligned}
 e_{\cos} &= \sum_{\nu=1}^{\infty} e_{S\nu} \sin(\nu\varepsilon + \varphi_{e,\nu}) \cos(\varepsilon) \\
 &= \frac{e_{S1}}{2} \sin(\varphi_{e,1}) + \frac{e_{S1}}{2} \sin(2\varepsilon + \varphi_{e,1}) \\
 &\quad + \sum_{\nu=2}^{\infty} \frac{e_{S\nu}}{2} [\sin((\nu-1)\varepsilon + \varphi_{e,\nu}) + \sin((\nu+1)\varepsilon + \varphi_{e,\nu})] \\
 e_{\sin} &= - \sum_{\nu=1}^{\infty} e_{S\nu} \sin(\nu\varepsilon + \varphi_{e,\nu}) \sin(\varepsilon) \\
 &= - \frac{e_{S1}}{2} \cos(\varphi_{e,1}) + \frac{e_{S1}}{2} \cos(2\varepsilon + \varphi_{e,1}) \\
 &\quad - \sum_{\nu=2}^{\infty} \frac{e_{S\nu}}{2} [\cos((\nu-1)\varepsilon + \varphi_{e,\nu}) - \cos((\nu+1)\varepsilon + \varphi_{e,\nu})]
 \end{aligned} \tag{4.11}$$

Ein stationärer Zustand wird erreicht, wenn die Regelfehlerkomponente der berücksichtigten Frequenz zu Null geführt ist und folglich die Frequenz stationär genau eingepreßt ist. Die Struktur erreicht stationäre Genauigkeit für die Grundfrequenz. Sind Störungen oder Führungsanregungen bei der Frequenz Null vorhanden, muss der Proportionalpfad als PI-Pfad ausgeführt werden, um stationäre Genauigkeit auch für Frequenz Null zu gewährleisten.

Um weitere Frequenzkomponenten stationär genau einprägen zu können, wird die Struktur um weitere parallele Resonatoren erweitert. Die Wirksamkeit von Reglern aus parallelen resonanten Strukturen wurde bereits zur Unterdrückung von Netzharmonischen in Wechselspannungssystemen beschrieben [4, 25]. Dieser Ansatz zur Unterdrückung und gezielten Einprägung von Stromharmonischen wurde in [53] für variante Frequenzen in PMTFM gezeigt. Die frequenzvariante proportional-multiresonante Reglerstruktur ist in Abbildung 4.4<sup>4</sup> dargestellt. Aus dem multiresonanten Verhalten des Reglers folgt stationäre Genauigkeit für die berücksichtigten Frequenzkomponenten im stabilen geschlossenen Kreis.

Durch das parallele Wirken auf der Stellgröße  $u_S$  sind die Resonatoren über die Regelgröße verkoppelt. Eine dynamische Auslegung führt zu kleinen Zeitkonstanten der Integratorkomponenten der Resonatoren. Bei

<sup>4</sup>Vereinfacht, vgl. Unterabschnitt 4.3.1

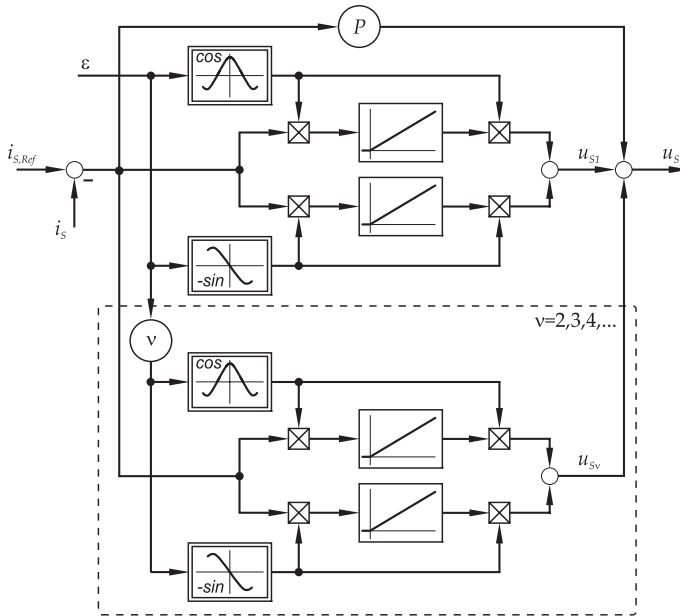


Abb. 4.4: Frequenzvarianter proportional-multiresonanter Regler [53]

sehr kleinen Zeitkonstanten kann ein Übersprechen zwischen Resonatoren resultieren, was zu schlecht gedämpften Einschwingvorgängen oder auch zu Instabilität führt.

Der stabile Betrieb einer TFM durch eine multiresonante Regelung erfüllt die gestellten Anforderungen an Genauigkeit, jedoch nicht die Anforderungen an die Dynamik des geschlossenen Kreises. Der Entwurf der multiresonanten Regelung resultiert aus der Betrachtung eines stationären Modells. Eine dynamische Auslegung des multiresonanten Reglers verletzt die Annahme des stationären Arbeitspunktes. Dies ruft verkoppelte Transiente der Stromkomponenten hervor, wie es durch das Zustandsraummodell nach Unterabschnitt 3.3.2 beschrieben ist. Die Auslegung des multiresonanten Reglers erfolgt empirisch.

### 4.3 Multiresonante Modellfolgeregelung

Die vorgestellten Konzepte zur Regelung einer TFM weisen bedingt durch ihre zugrundeliegenden Modelle inhärente Vor- und Nachteile auf.

Die spektrale Zustandsregelung kann die Anforderung an die Dynamik des geschlossenen Kreises erfüllen, jedoch durch die unzureichende Bandbreite der Verfügbarkeit des Zustandsvektors nicht im geschlossenen Kreis betrieben werden. Der Einsatz als dynamische Vorsteuerung ist durch modellbasierte Berechnung des Zustandsvektors möglich.

Die multiresonante Regelung ist durch die stationäre Modellannahme in der erzielbaren Dynamik beschränkt. Stationäre Genauigkeit im geschlossenen Kreis wird durch ihren Einsatz erreicht.

Die Kombination der vorgestellten Konzepte zu einer Modellfolgeregelung nach [57] vereint die Vorteile beider Ansätze, was die Nachteile der einzelnen Reglerstrukturen ausgleicht. Die Realisierung der Modellfolgeregelung ist durch die Verfügbarkeit des gewünschten Strangstromverlaufs  $i_{S,Ref}$  als Ausgang der modellbasierten Vorsteuerung ohne zusätzlichen Rechenaufwand möglich. Der Verlauf wird als Sollwertvorgabe an die multiresonante Regelung im geschlossenen Kreis übergeben. Die kombinierte Struktur als multiresonante Modellfolgeregelung ist in Abbildung 4.5<sup>5</sup> dargestellt.

Die multiresonante Modellfolgeregelung wird zeitdiskret auf einem Regelsystem implementiert. Das Stellglied der TFM ist ein spannungseinprägender Pulswechselrichter. Im Folgenden werden Besonderheiten bei der Implementierung zur Berücksichtigung der Rechenlaufzeit, Stellgliedverzögerung und Stellgrößenbegrenzung beschrieben.

#### 4.3.1 Implementierung

Der Betrieb einer TFM durch Einspeisung von Wechselgrößen varianter Frequenz mittels eines zeitdiskreten Regelsystems mit konstanter Taktfre-

---

<sup>5</sup>Vereinfacht, vgl. Unterabschnitt 4.3.1



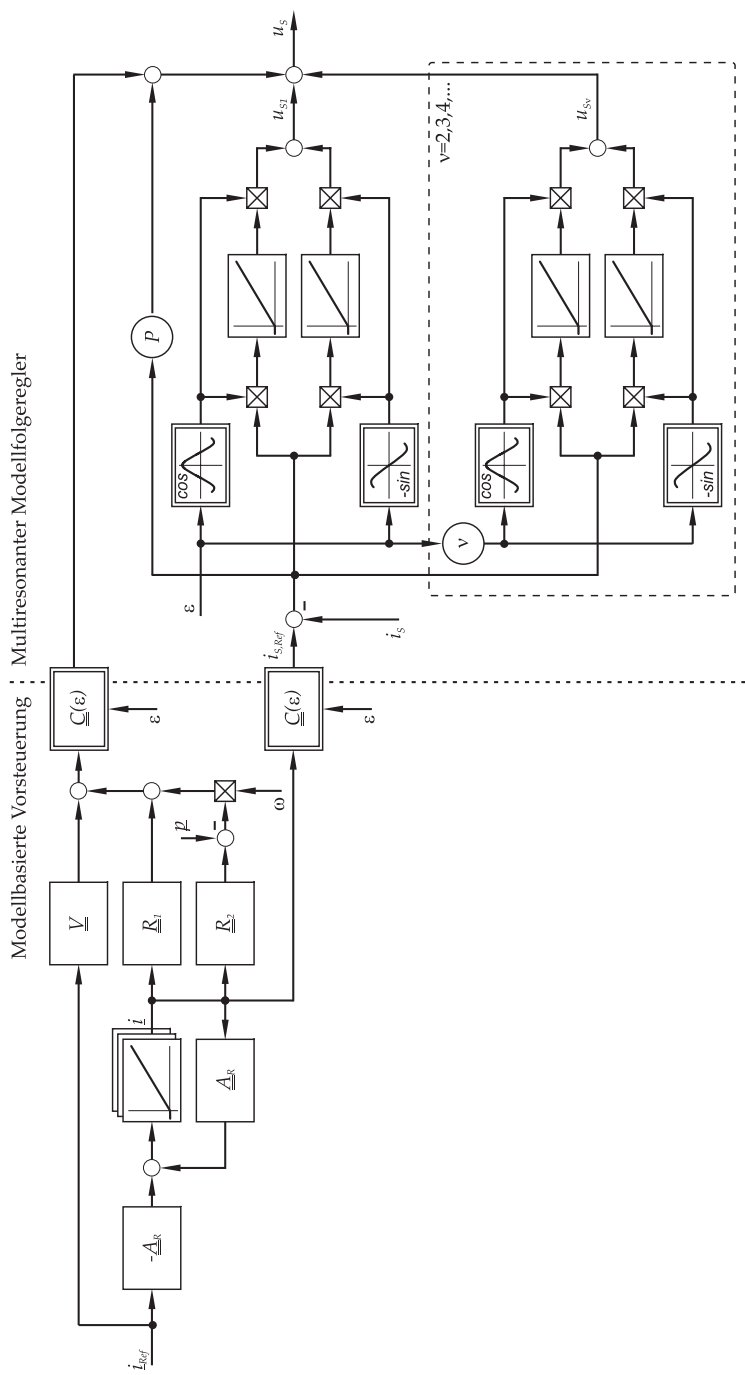


Abb. 4.5: Blockschaltbild der multiresonanten Modellfolgeleitung nach [57]

quenz bedingt die Berücksichtigung von festen Laufzeiten im geschlossenen Regelkreis. Die dominanten Laufzeiten innerhalb des Regelkreises sind die Rechenzeit  $T_{\text{Abt}}$  des Regelsystems sowie die Verzögerungszeit des Pulswechselrichters  $\frac{1}{2} T_{\text{PWM}}$ . Sie wirken auf die Stellgröße des Systems  $u_S$  [11,32].

Der TFM soll eine synchrone Wechselspannung aufgeprägt werden, was durch die Berücksichtigung der Rotorlage  $\varepsilon$  sichergestellt werden soll. Die Stellgröße des Systems ist jedoch durch die Laufzeiten verzögert und wird daher nicht sofort aktiv. Durch die Rotation der Maschine ist die gemessene und in der Regelung berücksichtigte Rotorlage  $\varepsilon$  nicht jene Rotorlage, zu der die Spannung aktiv an der Maschine anliegt. Eine phasentreue synchrone Wechselspannung wird der Maschine aufgeprägt, wenn die Rotation der Maschine bei der Berechnung der Stellgröße berücksichtigt wird. Dies wird durch eine frequenzabhängige Lagekorrektur nach Gleichung (4.12) realisiert.

$$\begin{aligned}\varphi_k &= \omega \left( T_{\text{Abt}} + \frac{1}{2} T_{\text{PWM}} \right) \\ \varepsilon' &= \varepsilon + \varphi_k\end{aligned}\tag{4.12}$$

Der korrigierte Winkel  $\varepsilon'$  muss zur Berechnung der Stellgröße der modellbasierten Vorsteuerung in  $\underline{\underline{C}}(\varepsilon')$  sowie auch in den Resonatoren der multiresonanten Regelung berücksichtigt werden. In den Resonatoren wird der korrigierte Winkel ausschließlich in den trigonometrischen Funktionen der Ausgangsprodukte zur Berechnung der Stellgröße verwendet. Der Regelfehler wird mit trigonometrischen Funktionen der gemessenen Rotorlage  $\varepsilon$  multipliziert. In den vereinfachten Darstellungen in den Abbildungen 4.3, 4.4 und 4.5 ist diese Winkelkorrektur vernachlässigt. Wird eine resonante Regelung nach diesen Abbildungen zeitdiskret implementiert und die Winkelkorrektur vernachlässigt, kann ein instabiles Systemverhalten oberhalb einer Grenzfrequenz resultieren. Insbesondere bei hohen Harmonischen kann der über die Ordnungszahl  $\nu$  skalierte Korrekturwinkel  $\varphi_k$  große Werte annehmen, wodurch die Phasenreserve des offenen Kreises bei Vernachlässigung abgesenkt wird und der geschlosse-

ne Kreis instabil wird. Wird die Lagekorrektur berücksichtigt, kann ein Resonator bis nahe an die Shannon-Nyquist Grenze betrieben werden. Oberhalb muss der Resonator deaktiviert werden. Ebenso muss eine Ordnungsreduktion des Zustandsraumes durchgeführt werden, sobald die höchste Stromharmonische die Shannon-Nyquist Grenze erreicht.

Weiterhin ist die Begrenzung des Stellgliedes durch die Zwischenkreis-  
spannung des Pulswechselrichters zu berücksichtigen. Dies ist insbesondere bei integralen Reglerstrukturen zu beachten, um einen Integrator-  
überlauf<sup>6</sup> zu vermeiden. Die der multiresonanten Regelung zur Verfügung stehende Stellgröße muss auf die einzelnen parallelen Resonatoren aufgeteilt werden. Eine Anti-Windup-Struktur muss für jeden Integrator der Resonatoren implementiert werden.

Eine statische Aufteilung der Stellgröße ist für die Ausnutzung der verfügbaren Stellgröße unpraktikabel, da der Spannungsbedarf der Resonatoren arbeitspunktabhängig ist. Eine dynamische, hierarchische Aufteilung der Stellgröße wird in [53] beschrieben. Der Spannungsbedarf der Resonatoren wird seriell von niedrigen zu höheren Harmonischen berechnet. Die Stellgrößenbegrenzung der einzelnen Resonatoren ergibt sich aus der gesamt verfügbaren Stellgröße abzüglich der Stellgrößen der zuvor berechneten Resonatoren.

Ein Erreichen der Stellgrößenbegrenzung wird bei der modellbasierten Vorsteuerung durch zwei Ereignisse hervorgerufen. Wird der Übergang vom Grunddrehzahlbereich in den Feldschwäcbereich nicht in dem Sollstromvektor  $\underline{i}_{\text{Ref}}$  berücksichtigt, ist der vorgegebene Arbeitspunkt nicht physikalisch erreichbar. Die stationär geforderte Spannung ist größer als die verfügbare Spannung. Eine arbeitspunktabhängige Anpassung von  $\underline{i}_{\text{Ref}}$  verhindert die stationäre Verletzung der Spannungsbegrenzung.

Ein dynamisches Überschreiten der Stellgrößenbegrenzung ergibt sich durch geforderte Arbeitspunktänderungen im Spannungsgrenzbereich. Die verfügbare Spannung ist in diesem Fall nicht ausreichend um die geforderte Stromdynamik  $\underline{\underline{A}}_R$  zu realisieren. Die Transiente des Strangstromes weist eine von  $\underline{i}_{S,\text{Ref}}$  abweichende Dynamik auf. Sind die vorgegebe-

---

<sup>6</sup>Integrator-Windup

nen Arbeitspunkte  $i_{\text{Ref}}$  durch die verfügbare Spannung realisierbar, werden diese stationär erreicht. Eine arbeitspunktabhängige Dynamikvorgabe durch Anpassung der Dynamikmatrix  $\underline{A}_R$  ist möglich. Dies wird im Folgenden nicht weiter verfolgt, da die Dynamik von Arbeitspunktänderungen im Spannungsgrenzbereich durch die Spannungsbegrenzung physikalisch festgelegt ist. Das Folgen einer vorgegebenen Dynamik ist in diesem Bereich von geringer Bedeutung.

Zur Berechnung einer arbeitspunktabhängigen Wahl von  $i_{\text{Ref}}$  sowie zur Parametrierung der modellbasierten Vorsteuerung ist die Kenntnis der Modellparameter notwendig. Die elektrischen Parameter der TFM werden experimentell bestimmt. Im folgenden Kapitel wird das Verfahren zur experimentellen Parameteridentifikation beschrieben.

## 5 Identifikation

Die Berechnung der modellbasierten Vorsteuerung nach Kapitel 4.1 bedingt die Kenntnis der Modellparameter der zu betreibenden TFM. Eine experimentelle Parameteridentifikation bietet die Möglichkeit, die realen Betriebseigenschaften der TFM durch das Modell abzubilden und fertigungsbedingte Abweichungen gegenüber einer Finite-Elemente-Berechnung einzubeziehen. Identifikationsverfahren für lineare dynamische Systeme, wie z.B. von Leonhard [22] beschrieben, sind durch die Nichtlinearität des Systems nicht ohne Anpassung anwendbar. Ein spezielles Identifikationsverfahren für TFM wird benötigt. Die Modellparameter des Eingrößen-Modells nach Abschnitt 3.3.1 werden anhand der spektralen Zusammensetzung der Strangspannung  $u_S$  in stationären Arbeitspunkten berechnet.

Der stationäre Arbeitspunkt ist gegeben durch eine von Null verschiedene konstante Kreisfrequenz  $\omega$  sowie einen Strangstrom  $i_S$ , der die Gleichung (4.8) erfüllt. Es ist notwendig, dass die Frequenzkomponenten  $i_{S\nu}$  und die Phasenlagen  $\varphi_\nu$  auf konstante Werte eingeschwungen sind. Die Frequenzkomponenten der Strangspannung enthalten nach Gleichung (4.9) die Modellparameter, die Frequenzkomponenten des Strangstromes sowie die Kreisfrequenz. Das resultierende Gleichungssystem zur Berechnung der Modellparameter ist für den Ansatz des Strangstromes nach Gleichung (4.8) und der Strangspannung nach Gleichung (4.9) überbestimmt.

Die geeignete Wahl eines Strangstromes mit einer beschränkten Anzahl an Frequenzkomponenten vereinfacht die spektrale Darstellung der Strangspannung. Eine stationär genaue Einprägung eines Strangstromes mit definierten Frequenzkomponenten ist durch die Regelung der TFM durch den multiresonanten Regler nach Kapitel 4.2 möglich. Der gewählte Strangstromverlauf soll der prinzipiellen Betriebsweise der

Maschine entsprechen, um die im Betrieb wirksamen Parameter der Maschine zu identifizieren. Ein Strangstrom ist geeignet, wenn ein mittleres Vortriebsmoment über eine elektrische Periode hervorgerufen wird.

Der Bezug zur Betriebsweise der Maschine resultiert in unterschiedlichen Strangstromverläufen zur Identifikation der elektrischen Parameter von PMTFM und TFRM. Die Identifikation der Maschinenparameter wird getrennt für PMTFM nach [55] und TFRM nach [54] beschrieben. Die Identifikationsverfahren werden zur Bestimmung der Betriebsparameter im Feldschwäcbereich erweitert.

Die arbeitspunktabhängige Eisensättigung und die daraus folgende Variation der Parameter sei für die Beschreibung des Identifikationsverfahrens vernachlässigt. Die Bestimmung der Maschinenparameter in unterschiedlichen Stromarbeitspunkten ermöglicht die Darstellung der sättigungsbedingten Parametervariation.

## 5.1 Permanenterregte Transversalflussmaschine

Die Drehmomentgleichung (3.23) wird zur Wahl eines geeigneten Strangstromverlaufs zur Parameteridentifikation betrachtet. Der Einfluss des Rastmoments wird vernachlässigt. Durch die Definition der Modellparameter nach Gleichung (3.25) ergibt sich die Drehmomentgleichung (5.1) für einen Strang.

$$\begin{aligned}
 m &= \frac{1}{2} \frac{dL_S(\varepsilon)}{d\varepsilon} i_S^2 - \frac{d\Psi_{P,\text{Eff}}(\varepsilon)}{d\varepsilon} i_S \\
 &= -\frac{1}{2} i_S^2 \sum_{\gamma=0}^{\infty} (2\gamma) L_{S(2\gamma)} \sin(2\gamma\varepsilon) \\
 &\quad + i_S \sum_{\gamma=0}^{\infty} (2\gamma+1) \Psi_{P(2\gamma+1)} \sin((2\gamma+1)\varepsilon)
 \end{aligned} \tag{5.1}$$

Das Reluktanzmoment wird vernachlässigt, da das elektromotorische Moment bei PMTFM dominant wirkt. Ein synchron zur Änderung des permanenterregten verketteten Flusses eingespeister Strangstrom erzeugt ein pulsierendes Drehmoment mit einem mittleren Vortriebsmoment über einer elektrischen Periode. Ein Strangstromverlauf zur

Identifikation der Modellparameter einer PMTFM ist in Gleichung (5.2) beschrieben.

$$i_S = i_{1,s} \sin(\varepsilon) \quad (5.2)$$

Die im stationären Fall induzierte Spannung ergibt sich aus der zeitlichen Änderung des verketteten Flusses. Diese ist für den Strangstrom  $i_S$  nach Gleichung (5.2) gegeben durch Gleichung (5.3).

$$\begin{aligned} \Psi_S &= \frac{i_{1,s}}{2} \sum_{\gamma=0}^{\infty} L_{S(2\gamma)} \sin((2\gamma+1)\varepsilon) \\ &\quad - \frac{i_{1,s}}{2} \sum_{\gamma=0}^{\infty} L_{S(2\gamma)} \sin((2\gamma-1)\varepsilon) \\ &\quad - \sum_{\gamma=0}^{\infty} \Psi_{P(2\gamma+1)} \cos((2\gamma+1)\varepsilon) \end{aligned} \quad (5.3)$$

Die spektrale Zusammensetzung der Strangspannung ergibt sich zu Gleichung (5.4). Es resultieren durch die Wahl des Strangstromes ausschließlich ungerade Harmonische.

$$\begin{aligned} u_S &= R_S i_{1,s} \sin(\varepsilon) \\ &\quad + \frac{i_{1,s}}{2} \omega \sum_{\gamma=0}^{\infty} (2\gamma+1) L_{S(2\gamma)} \cos((2\gamma+1)\varepsilon) \\ &\quad - \frac{i_{1,s}}{2} \omega \sum_{\gamma=0}^{\infty} (2\gamma-1) L_{S(2\gamma)} \cos((2\gamma-1)\varepsilon) \\ &\quad + \omega \sum_{\gamma=0}^{\infty} (2\gamma+1) \Psi_{P(2\gamma+1)} \sin((2\gamma+1)\varepsilon) \\ &= \sum_{\gamma=0}^{\infty} u_{(2\gamma+1,c)} \cos((2\gamma+1)\varepsilon) + u_{(2\gamma+1,s)} \sin((2\gamma+1)\varepsilon) \end{aligned} \quad (5.4)$$

Aus dem Vergleich der Frequenzkomponenten resultiert das Gleichungssystem (5.5). Die Spannungskomponenten in Phase zum Strangstrom sind dem permanenterregten verketteten Fluss und dem ohmschen Spannungsanteil zuzuordnen. Die orthogonalen Spannungskomponenten resultieren aus der Eigeninduktion.

Für ungerade Vielfache  $k$  der Grundfrequenz gilt:

$$\begin{aligned}
 k = 1 : \quad u_{1,c} &= i_{1,s} \omega \left( L_{S0} - \frac{L_{S2}}{2} \right) \\
 u_{1,s} &= R_S i_{1,s} + \omega \Psi_{P1} \\
 k > 1 : \quad u_{k,c} &= \frac{k i_{1,s} \omega}{2} (L_{S(k-1)} - L_{S(k+1)}) \\
 u_{k,s} &= k \omega \Psi_{Pk}
 \end{aligned} \tag{5.5}$$

Die Anzahl der zu identifizierenden Parameter wird auf  $(\gamma_{\max} + 1)$  festgelegt. Die Parameterverläufe sowie die Strangspannung werden durch Gleichung (5.6) beschrieben.

$$\begin{aligned}
 L_S(\varepsilon) &= \sum_{\gamma=0}^{\gamma_{\max}} L_{S(2\gamma)} \cos(2\gamma\varepsilon) \\
 \Psi_P(\varepsilon) &= - \sum_{\gamma=0}^{\gamma_{\max}} \Psi_{P(2\gamma+1)} \cos((2\gamma+1)\varepsilon) \\
 u_S &= \sum_{\gamma=0}^{\gamma_{\max}} u_{(2\gamma+1,c)} \cos((2\gamma+1)\varepsilon) \\
 &\quad + u_{(2\gamma+1,s)} \sin((2\gamma+1)\varepsilon)
 \end{aligned} \tag{5.6}$$

Das Gleichungssystem (5.5) ist für eine beschränkte Anzahl an Parametern eindeutig lösbar. Der nach (5.5) benötigte Induktivitätskoeffizient  $L_{S(k_{\max}+1)}$  ist nicht in (5.6) enthalten und muss zu Null definiert werden.

Die Parameter  $L_{Si}$  und  $\Psi_{Pj}$  werden durch Gleichung (5.7) und (5.8) berechnet.

$$\begin{aligned}
 k = 2\gamma_{\max} + 1 : \quad L_{S(k-1)} &= \frac{2}{k i_{1,s} \omega} u_{k,c} \\
 1 < k < 2\gamma_{\max} + 1 : \quad L_{S(k-1)} &= \frac{2}{k i_{1,s} \omega} u_{k,c} + L_{S(k+1)} \\
 k = 1 : \quad L_{S(k-1)} &= \frac{1}{k i_{1,s} \omega} u_{k,c} + \frac{L_{S(k+1)}}{2}
 \end{aligned} \tag{5.7}$$

$$\begin{aligned}
 k = 1 : \quad \Psi_{Pk} &= \frac{1}{\omega} (u_{k,s} - R_S i_{1,s}) \\
 k > 1 : \quad \Psi_{Pk} &= \frac{1}{k \omega} u_{k,s}
 \end{aligned} \tag{5.8}$$



### 5.1.1 Feldschwächbereich

Die beschriebene Parameteridentifikation erfasst den Parameterraum im Grunddrehzahlbereich. Wird die PMTFM im Feldschwächbereich betrieben, ist der Stromverlauf zur Änderung des permanenterregten verketteten Flusses phasenverschoben, um die Höhe der induzierten Spannung zu verringern. Bei gleicher Frequenz im Feldschwächbereich kann durch die Phasenverschiebung eine größere Stromamplitude realisiert werden, wodurch die Abnahme des Drehmoments geringer ist, als bei einem Stromverlauf in Phase zur Änderung des permanenterregten verketteten Flusses.

Der Strangstrom erzeugt Anteile im magnetischen Fluss, welche dem Permanentfluss entgegenwirken, wodurch bei identischer Stromamplitude eine Vielzahl an Arbeitspunkten des Magnetkreises entstehen. Die Parameteridentifikation für den Grunddrehzahlbereich wird angepasst, um eine Identifikation der elektrischen Parameter im Feldschwächbereich zu ermöglichen.

Der Strangstromverlauf enthält weiterhin nur die Grundfrequenz. Die Amplitude des Stromverlaufs ergibt sich aus den Amplituden der trigonometrischen Funktionen  $i_{1,s}$  und  $i_{1,c}$ . Die Phasenlage ergibt sich aus ihrem Verhältnis.

$$i_S = i_{1,s} \sin(\varepsilon) + i_{1,c} \cos(\varepsilon) \quad (5.9)$$

Die spektrale Zusammensetzung der Strangspannung wird, wie zuvor für den Grunddrehzahlbereich beschrieben, aus der zeitlichen Ableitung des verketteten Flusses für den stationären Betriebspunkt berechnet. Es ergibt sich für ungerade Vielfache  $k$  der Grundfrequenz nach der Definition der Strangspannungskomponenten aus Gleichung (5.6) die Gleichung (5.10). Die spektrale Zusammensetzung der Strangspannung für den Grunddrehzahlbereich nach Gleichung (5.6) stellt den Spezialfall für  $i_{1,c} = 0$  dar.

Die Parameter werden wie in Abschnitt 5.1 durch sukzessives Auflösen der Gleichungen berechnet. Es wird der Induktivitätskoeffizient  $L_{S(k_{\max}+1)}$  zu Null gewählt.

$$\begin{aligned}
 k = 1 : \quad u_{1,c} &= R_S i_{1,c} + i_{1,s} \omega \left( L_{S0} - \frac{L_{S2}}{2} \right) \\
 u_{1,s} &= R_S i_{1,s} + \omega \Psi_{P1} - i_{1,c} \omega \left( L_{S0} + \frac{L_{S2}}{2} \right) \\
 k > 1 : \quad u_{k,c} &= \frac{k i_{1,s} \omega}{2} (L_{S(k-1)} - L_{S(k+1)}) \\
 u_{k,s} &= k \omega \Psi_{Pk} - \frac{k i_{1,c} \omega}{2} (L_{S(k-1)} + L_{S(k+1)})
 \end{aligned} \tag{5.10}$$

## 5.2 Transversalflussreluktanzmaschine

Ein geeigneter Strangstrom zur Identifikation der Modellparameter der TFRM ergibt sich aus dem Reluktanzmoment (5.11). Elektromotorisches Moment und Rastmoment entfallen, da keine Permanentmagnete im Eisenkreis enthalten sind.

$$m = \frac{1}{2} \frac{dL_S(\varepsilon)}{d\varepsilon} i_S^2 = -\frac{1}{2} i_S^2 \sum_{\gamma=0}^{\infty} (2\gamma) L_{S,2\gamma} \sin(2\gamma\varepsilon) \tag{5.11}$$

Um ein Drehmoment zu erzeugen werden Reluktanzantriebe verbreitet durch Strompulse betrieben. Diese Anregung führt durch die große Anzahl an Frequenzkomponenten des Stromverlaufs als Pulsfunktion nicht zu einer vereinfachten Beschreibung der spektralen Zusammensetzung der Strangspannung. Ein drehmomentbildender Sinusstrom nach Gleichung (5.12) wird der Maschine aufgeprägt. Der Betrag der Differenz  $i_d = i_0 - i_{2,s}$  sei klein, wobei in dieser Arbeit gelte  $i_d > 0^1$ .

$$i_S = i_0 - i_{2,s} \sin(2\varepsilon) \tag{5.12}$$

<sup>1</sup>Dieser Minimalwert des Strangstromes wird berücksichtigt, da das verwendete Stellglied der TFRM, ein spannungseinprägender Zwei-Quadrant-Pulswechselrichter für unidirektionalen Strom, nichtlineares Verhalten durch Fehlspannungseffekte nahe des Nullstromes zeigt. Eine Kompensation verringert die Effekte, kann diese jedoch nicht vollständig unterdrücken.

Ein pulsierendes Drehmoment mit mittlerem Vortriebsmoment wird durch den Strangstrom angeregt. Der zugehörige verkettete Fluss ist in Gleichung (5.13) angegeben.

$$\begin{aligned}\Psi_S = & i_0 \sum_{\gamma=0}^{\infty} L_{S(2\gamma)} \cos(2\gamma\varepsilon) - \frac{i_{2,s}}{2} \sum_{\gamma=0}^{\infty} L_{S(2\gamma)} \sin(2(\gamma+1)\varepsilon) \\ & + \frac{i_{2,s}}{2} \sum_{\gamma=0}^{\infty} L_{S(2\gamma)} \sin(2(\gamma-1)\varepsilon)\end{aligned}\quad (5.13)$$

Die induzierte Spannung durch zeitliche Änderung des verketteten Flusses zusammen mit den ohmschen Spannungsanteilen ergibt die Strangspannung, die durch ausschließlich gerade Harmonische beschrieben werden kann.

$$\begin{aligned}u_S = & R_S i_0 - R_S i_{2,s} \sin(2\varepsilon) \\ & - \omega i_0 \sum_{\gamma=0}^{\infty} 2\gamma L_{S(2\gamma)} \sin(2\gamma\varepsilon) \\ & - \omega i_{2,s} \sum_{\gamma=0}^{\infty} (\gamma+1) L_{S(2\gamma)} \cos(2(\gamma+1)\varepsilon) \\ & + \omega i_{2,s} \sum_{\gamma=0}^{\infty} (\gamma-1) L_{S(2\gamma)} \cos(2(\gamma-1)\varepsilon) \\ = & \sum_{\gamma=0}^{\infty} u_{(2\gamma,c)} \cos(2\gamma\varepsilon) + u_{(2\gamma,s)} \sin(2\gamma\varepsilon)\end{aligned}\quad (5.14)$$

Durch den gewählten Strangstrom ergeben sich Spannungsanteile in Phase zum Wechselanteil des Strangstromes, welche proportional zum Mittelwert des Strangstromes  $i_0$  sind sowie orthogonale Spannungskomponenten proportional zum Wechselanteil  $i_{2,s}$ . Die Beschränkung auf eine endliche Anzahl an Parametern ergibt eine endliche Anzahl an Gleichungen zur Parameterberechnung aus den Strangspannungskomponenten.

Für gerade Vielfache  $k$  der Grundfrequenz gilt:

$$\begin{aligned}
 k = 2 : \quad u_{2,c} &= -\omega i_{2,s} (2L_{S0} - L_{S4}) \\
 u_{2,s} &= -R_S i_{2,s} - 2\omega i_0 L_{S2} \\
 \\ 
 k > 2 : \quad u_{k,c} &= -\frac{k}{2}\omega i_{2,s} (L_{S(k-2)} - L_{S(k+2)}) \\
 u_{k,s} &= -k\omega i_0 L_{Sk}
 \end{aligned} \tag{5.15}$$

### 5.2.1 Feldschwächbereich

Oberhalb des Grunddrehzahlbereiches kann durch die Reduktion der induzierten Spannung mittels einer Verschiebung der Phasenlage des Wechselanteils des Strangstromes zur Rotorlage weiterhin die volle Stromamplitude eingeprägt werden. In diesem Feldschwächbereich resultieren aus der veränderten Aufteilung der Stromkomponenten unterschiedliche Arbeitspunkte des Magnetkreises. Die Parameter sind in diesem Arbeitsbereich von den Parametern im Grunddrehzahlbereich verschieden. Eine Identifikation der elektrischen Parameter im Feldschwächbereich der TFRM wird durch eine Modifikation der Parameteridentifikation ermöglicht.

Der Strangstromverlauf enthält die Komponenten  $i_0$ ,  $i_{2,s}$  und  $i_{2,c}$ .

$$i_S = i_0 - i_{2,s} \sin(2\varepsilon) - i_{2,c} \cos(2\varepsilon) \tag{5.16}$$

Aus der zeitlichen Ableitung des verketteten Flusses für den stationären Betriebspunkt wird die spektrale Zusammensetzung der Strangspannung berechnet. Die Gleichung (5.17) ergibt sich für gerade Vielfache  $k$  der Grundfrequenz nach der Definition der Strangspannungskomponenten nach Gleichung (5.14). Der Spezialfall für  $i_{2,c} = 0$  stellt die spektrale

Zusammensetzung der Strangspannung für den Grunddrehzahlbereich nach Gleichung (5.15) dar.

$$\begin{aligned}
 k = 2: \quad u_{2,c} &= -R_S i_{2,c} - \omega i_{2,s} (2L_{S0} - L_{S4}) \\
 u_{2,s} &= -R_S i_{2,s} - 2\omega i_0 L_{S2} + \omega i_{2,c} (2L_{S0} + L_{S4}) \\
 k > 2: \quad u_{k,c} &= -\frac{k}{2}\omega i_{2,s} (L_{S(k-2)} - L_{S(k+2)}) \\
 u_{k,s} &= -k\omega i_0 L_{Sk} + \frac{k}{2}\omega i_{2,c} (L_{S(k-2)} + L_{S(k+2)})
 \end{aligned} \tag{5.17}$$

Aus dem überbestimmten Gleichungssystem werden die Modellparameter mittels der Moore-Penrose Pseudoinversen [28, 33] berechnet. Hierzu wird das Gleichungssystem in Matrixschreibweise dargestellt. Der um die ohmschen Anteile bereinigte Spannungsvektor  $\tilde{\underline{u}}$  wird dargestellt durch die nicht-quadratische Matrix  $\underline{\underline{\Omega}}$  und den unbekannten Parametervektor  $\underline{L}$ .  $\underline{\underline{\Omega}}$  enthält die Stromamplituden sowie konstante Skalierungsfaktoren und die Kreisfrequenz.

$$\begin{aligned}
 \tilde{\underline{u}} &= \underline{\underline{\Omega}} \underline{L} \\
 \tilde{\underline{u}} &= [(u_{2,c} + R_S i_{2,c}) \ (u_{2,s} + R_S i_{2,s}) \ u_{4,c} \ u_{4,s} \ \dots]^T \\
 \underline{L} &= [L_{S0} \ L_{S2} \ L_{S4} \ L_{S6} \ \dots]^T
 \end{aligned} \tag{5.18}$$

$$\underline{\underline{\Omega}} = \begin{bmatrix} -2\omega i_{2,s} & 0 & \omega i_{2,s} & 0 & 0 & \dots \\ 2\omega i_{2,c} & -2\omega i_0 & \omega i_{2,c} & 0 & 0 & \dots \\ 0 & -2\omega i_{2,s} & 0 & 2\omega i_{2,s} & 0 & \dots \\ 0 & 2\omega i_{2,c} & -4\omega i_0 & 2\omega i_{2,c} & 0 & \dots \\ 0 & 0 & -3\omega i_{2,s} & 0 & 3\omega i_{2,s} & \dots \\ 0 & 0 & 3\omega i_{2,c} & -6\omega i_0 & 3\omega i_{2,c} & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \end{bmatrix} \tag{5.19}$$

Die Matrix  $\underline{\underline{\Omega}}$  wird nach Gleichung (5.17) konstruiert. Mit der Anwendung der Pseudoinversen wird die euklidische Norm  $\|\underline{\underline{\Omega}} \underline{\underline{L}} - \underline{\underline{\tilde{u}}}\|_2$  minimiert [7]. Dies entspricht einer Lösung der kleinsten Fehlerquadrate.

$$\underline{\underline{L}} = (\underline{\underline{\Omega}}^T \underline{\underline{\Omega}})^{-1} \underline{\underline{\Omega}}^T \underline{\underline{\tilde{u}}} \quad (5.20)$$

### 5.3 Betriebsführung

Der Arbeitspunkt von TFM ist durch die anliegende Kreisfrequenz  $\omega$  und das mittlere Drehmoment, resultierend aus der synchronen Stromform, beschrieben. Diese klassischen Größen eines Arbeitspunktes sind jedoch nur zwei von vielen physikalischen Größen, welche den Betrieb in einem Arbeitspunkt charakterisieren. So existieren zu einem Arbeitspunkt eine Vielzahl an Stromformen, die das gleiche mittlere Drehmoment erzeugen [56]. Um den Betriebspunkt von TFM detaillierter zu spezifizieren, können weitere Größen, wie z.B. Strom- & Spannungsbedarf, Wirkungsgrad und Drehmomentwelligkeit zur Betriebspunktdefinition verwendet werden. Aus der Spezifikation eines Betriebspunktes wird die Betriebsführung für TFM abgeleitet. Die Betriebsführung charakterisiert die Sollstromverläufe abhängig vom geforderten Drehmoment bei anliegender Kreisfrequenz. In diesem Abschnitt wird ein modellbasiertes Verfahren zur Bestimmung der Betriebsführung vorgestellt.

Ein vielfach aufgeführter Nachteil der Transversalflussbauweise ist eine hohe Drehmomentwelligkeit dieser Maschinen. Die Drehmomentwelligkeit kann für PMTFM und TFRM durch eine geeignete Wahl der Stromform reduziert werden. Ansätze zur Optimierung der Stromform werden in [36, 38, 44, 50] und [52, 54, 56] beschrieben. Die modellierte Drehmomentbeschreibung (3.23) mit experimentell identifizierten Parametern liegt der folgenden Berechnung einer Betriebsführung mit minimaler Drehmomentwelligkeit zugrunde. Gegenüber analytischen Modellen oder Finite-Elemente-Modellen von TFM bietet das identifizierte Modell den Vorteil, dass fertigungsbedingte Abweichungen oder auch nichtmodellerte Effekte in die identifizierten Parameter einbezogen sind.

Maschinen in Transversalflussbauweise werden bis auf wenige Ausnahmen als Antriebe mit mehreren einzelnen TFM konstruiert. Die TFM sind über die Antriebswelle miteinander gekoppelt. Eine elektrische oder magnetische Kopplung der Maschinen existiert für die betrachteten Maschinen nicht<sup>2</sup>. Um einen positiv definiten Verlauf der Summe der einzelnen Drehmomente über einer elektrischen Periode zu realisieren, ist eine minimale Anzahl an TFM-Strängen notwendig, zwei bei PMTFM, drei bei TFRM. Die Summe der Drehmomente wird bei der Berechnung der Betriebsführung betrachtet.

Die Betriebsführung wird durch eine Iterationsschleife berechnet. Vor dem Beginn der Iterationsschleife wird das mittlere Summendrehmoment  $m_{Mi}$  bei Applikation des Basisstromverlaufs  $\Xi(\varepsilon)$  mit einer minimalen Anzahl an Frequenzkomponenten berechnet. Der Basisstromverlauf für PMTFM ist in Gleichung (5.21) und für TFRM in Gleichung (5.22) dargestellt.

$$\Xi(\varepsilon, i_A) = i_A \sin(\varepsilon + \varphi) \quad (5.21)$$

$$\Xi(\varepsilon, i_A) = i_A (1 - \sin(2\varepsilon + \varphi)) \quad (5.22)$$

Für  $i_A$  wird der Begriff Strombelastung verwendet. Die Strombelastung ist die Bezugsgröße zur Beschreibung der Maschinensättigung.

Die Iterationsschleife dient der Minimierung der Drehmomentwelligkeit. Sie verformt die Amplitude  $i_A$  zur Verringerung der Drehmomentwelligkeit bei jedem Iterationsschritt  $k$ . Für jede Rotorlage wird eine proportionale Skalierung der Basisstromamplitude zur Minimierung der lageabhängigen Abweichung vom vorgegebenen Drehmoment durch ein Gradientenabstiegsverfahren iteriert. Es wird der lokale Gradient der Dreh-

---

<sup>2</sup>Die vorgestellten Modelle und Verfahren sind bei einer solchen Kopplung nur unter Vernachlässigung der Kopplung applizierbar.

momentgleichung verwendet. Die Iterationsschrittweite wird durch die Lernrate  $\eta$  eingestellt.  $m$  ist die Summe aller Drehmomente.

$$i_A(\varepsilon, k+1) = i_A(\varepsilon, k) + \eta \frac{dm}{di_A} (m_{Mi} - m(\Xi, k, \varepsilon)) \quad (5.23)$$

Der Sollstromverlauf der Phase  $x$  ergibt sich aus dem skalierten Basisstromverlauf. Der Basisstromverlauf  $\Xi_x$  bezieht die Phasenlage des zugehörigen Strangs ein.

$$i_{S,x,Ref} = \Xi_x(\varepsilon, i_A(\varepsilon)) \quad (5.24)$$

Durch eine Frequenzzzerlegung wird die spektrale Zusammensetzung ermittelt. Sie ergibt den Sollwert des Strangs  $\underline{i}_{Ref,x}$ .

### 5.3.1 Alternative Betriebsarten

Die in den Gleichungen (5.21) und (5.22) beschriebenen Basisstromverläufe sind zwei aus einer Reihe möglicher Verläufe für PMTFM und TFRM. Unterschiedliche Betriebseigenschaften können durch die Wahl des Basisverlaufs erzielt werden. Ein glattes Drehmoment wird durch die Iterationsschleife für jeden geeigneten Basisstromverlauf erzielt. Im Folgenden werden alternative Betriebsarten für TFRM nach [56] beschrieben.

Eine verbreitete Betriebsart für Reluktanzmaschinen ist der Betrieb mit Strompulsen. Die Maschine soll in dieser Betriebsart nur Strom führen, wenn durch den Strom ein ausschließlich positives oder ein ausschließlich negatives Drehmoment erzeugt wird. Mögliche Stromformen ergeben sich aus der Vorgabe von definierten Verläufen der einzelnen Strangdrehmomente. In [54, 56] wird die Vorgabe eines Sinusquadrat-förmigen Drehmomentpulses beschrieben. Ein solcher Drehmomentpuls  $m_p(\varepsilon)$  der Höhe  $m_0$  wird durch Gleichung (5.25) beschrieben.

$$m_p(\varepsilon) = \begin{cases} m_0 \sin^2(2\varepsilon), & \frac{dL_S(\varepsilon)}{d\varepsilon} > 0 \\ 0, & \text{sonst} \end{cases} \quad (5.25)$$



Mit Hilfe der Drehmomentgleichung (5.11) kann die Stromform analytisch berechnet werden.

$$\Xi(\varepsilon, i_A) = k_M i_A \operatorname{Re} \left\{ \sqrt{\frac{\sin^2(2\varepsilon)}{\frac{1}{2} \frac{dL_S(\varepsilon)}{d\varepsilon}}} \right\} \quad (5.26)$$

Die Berechnung der Stromform für negative Drehmomentpulse erfolgt analog [54].

Der Faktor  $k_M$  skaliert die Stromform, so dass die mittlere Strombelastung des resultierenden Verlaufs  $i_A$  entspricht. Die mittlere Strombelastung bei TFRM entspricht dem Mittelwert des Strangstromverlaufs über einer elektrischen Periode. Ein optimierter Betrieb nach diesem Basistromverlauf weist eine gleichmäßige Verteilung der mechanischen Belastung auf die Maschinenstränge auf. Weiterhin ist der Ruck als zeitliche Änderung des Drehmoments begrenzt und stetig.

Eine Stromform mit hohem Wirkungsgrad wird aus einer Betrachtung der mechanischen Leistung  $P_M$  im Verhältnis zur thermischen Verlustleistung  $P_{Th}$  abgeleitet. Die mechanische Leistung wie auch die thermische Verlustleistung steigen, bei vernachlässigten Eisenverlusten, mit dem Quadrat des Strangstromes an, wodurch sich für einen Arbeitspunkt des Eisenkreises ein vom Strangstrom unabhängiges Verhältnis  $\xi(\varepsilon)$  ergibt.

$$\frac{P_M}{P_{Th}} = \omega \frac{\frac{1}{2} \frac{dL_S(\varepsilon)}{d\varepsilon}}{R_S} = \omega \xi(\varepsilon) \quad (5.27)$$

Die Funktion  $\xi(\varepsilon)$  beschreibt die lageabhängige thermische Ausnutzung des Antriebs [56]. Sie gibt an, wie viel Drehmoment pro thermischer Verlustleistung erzeugt werden kann. Eine Minimierung der thermischen Verluste wird durch eine Stromform erzielt, die eine lageabhängige Stromhöhe proportional zur thermischen Ausnutzung aufweist [56]. Für positives Drehmoment gilt Gleichung (5.28).

$$\Xi(\varepsilon, i_A) = \begin{cases} k_M i_A \xi(\varepsilon), & \xi(\varepsilon) > 0 \\ 0, & \text{sonst} \end{cases} \quad (5.28)$$

Die mittlere Strombelastung wird über  $k_M$  auf den Wert  $i_A$  skaliert.

Den häufig verwendeten pulsformigen Anregungen steht die sinusförmige Kommutierung nach Gleichung (5.22) gegenüber. An den Pulsgrenzen müssen steile Stromflanken erzeugt werden, was meist bereits bei geringer Drehzahl durch die induzierte Spannung verhindert wird. Der kontinuierliche sinusförmige Stromverlauf weist geringe Stromanstiege auf, was den Spannungsbedarf des Stromverlaufs gegenüber der pulsformigen Betriebsweise reduziert. Die Betriebsweise wird folglich über einen weiteren Drehzahlbereich eingeprägt werden können, da die induzierte Spannung erst bei einer höheren Drehzahl die verfügbare Spannung des Wechselrichters überschreitet.

## 6 Experimentelle Analyse

Die Validierung des dynamischen Modells, die Identifikation der Parameter und die Demonstration der Regelung werden an zwei Prüfständen experimentell durchgeführt. Es werden eine PMTFM und eine TFRM betrachtet. Im Folgenden werden das Regelsystem und die Maschinenprüfstände beschrieben. Es folgt die Präsentation und Diskussion der Ergebnisse der Parameteridentifikation. Im letzten Abschnitt des Kapitels wird das Verhalten des geschlossenen Regelkreises vorgestellt.

### 6.1 Prüfstandsbeschreibung

Das eingesetzte Regelsystem beider Prüfstände ist das im Rahmen der Dissertation [11] weiterentwickelte System UNIMOP. Zentrales Element des Systems ist ein Field-Programmable-Gate-Array (FPGA) CYCLONE II der Firma ALTERA. Der FPGA übernimmt periphere Aufgaben zum Betrieb der Prüfstände. Hierzu gehören die Messdatenerfassung und die Wechselrichteransteuerung durch Pulsweitenmodulation. Analoge Eingangssignale können durch 14-Bit Flash-Analog/Digital-Umsetzer und 16-Bit Delta-Sigma-Analog/Digital-Umsetzer eingelesen werden. Neben der Ansteuerung der Wechselrichter durch Pulsweitenmodulation sind weitere digitale Ein- und Ausgänge frei programmierbar.

Der FPGA löst im festen Regeltakt eine Interruptroutine auf dem angeschlossenen digitalen Signalprozessor (DSP) C6713 der Firma TEXAS INSTRUMENTS aus. Die entwickelten Algorithmen sind auf dem DSP in Fließkommaarithmetik implementiert. Die bidirektionale Kommunikation von Mess- und Sollwerten wird durch einen parallelen 16-Bit Datenbus realisiert.

Eine Kommunikationseinheit ist über USB an einen PC angeschlossen. Dies ermöglicht die Steuerung des Regelsystems, die Vorgabe von Pa-

rametern und Sollwerten sowie die Aufzeichnung von Messreihen. Das System ermöglicht die Aufzeichnung von acht Messsignalen über einen Zeitraum von mehreren Sekunden. Der Zeitraum ist abhängig vom Regeltakt.

Der Arbeitspunkt kann für beide Maschinen durch einen Antriebssatz der Firma BAUMÜLLER durch eine Strom- oder Drehzahlregelung vorgegeben werden. Die Nennleistung der eingesetzten Asynchronmaschine liegt oberhalb der Nennleistung der betrachteten Prototypen. Der Arbeitsbereich des Antriebssatzes wird durch Zahnriemengetriebe an den jeweiligen Arbeitsbereich der betrachteten TFM angepasst.

Eine Drehmomentmessung steht nicht zur Verfügung. Eine Erfassung der Drehmomentwelligkeit ist durch hochaufgelöste Lageerfassung möglich. Eine Betrachtung im Frequenzbereich erlaubt die Zuordnung von Drehzahlschwankungen zu den betrachteten Prüflingen über die Synchronfrequenz und ihre Harmonischen.

Die Besonderheiten im Aufbau der Prüfstände für PMTFM und TFRM werden in den folgenden Unterabschnitten detailliert dargestellt.

### 6.1.1 Permanenterregte Transversalflussmaschine

Die betrachtete PMTFM ist ein zweisträngiger Prototyp des INSTITUTS FÜR ELEKTRISCHE MASCHINEN, ANTRIEBE UND BAHNEN. Die Auslegungsdaten der Maschine sind in Tabelle 6.1 aufgeführt. Das Nennmoment wird bei Rechteck-förmiger Stromform erzielt. Der gesamte Drehzahlbereich ist durch den verwendeten Wechselrichter nicht abgedeckt, da die verfügbare Spannung geringer als die nominelle Strangspannung ist.

Tabelle 6.1: Nenndaten PMTFM (Auslegung)

Nenndrehzahl	150 U/min
Nennmoment	400 Nm
Nennstrom	20 A
Polpaare	50
Maschinenstränge	2

Die Leistungsendstufe der Maschine ist ein dreiphasiger Frequenzumrichter der Firma LENZE aus der Baureihe 9300. Direkter Zugriff auf die Schaltersignale ist durch das Entfernen der Steuerelektronik ermöglicht. Die im FPGA erzeugten Schaltersignale werden durch Lichtwellenleiter an den Frequenzumrichter übermittelt.

Die Ansteuerung der zweisträngigen Maschine an dem dreiphasigen Frequenzumrichter wird durch eine Potentialkopplung an einer Halbbrücke realisiert. Die Strangspannungen werden durch symmetrische Pulsweitenmodulation erzeugt [11]. Durch die Kopplung der Stränge an einer Halbbrücke trägt diese die Summe der Strangströme. Es können gleichzeitig positive und negative Strangspannungen an beiden Strängen realisiert werden. Bei verschiedenen Vorzeichen der Strangspannungen ist die maximale Strangspannung auf die Hälfte der Zwischenkreisspannung begrenzt, bei gleichem Vorzeichen kann die volle Zwischenkreisspannung an den Strängen anliegen.

Der Frequenzumrichter weist nichtlineares Verhalten durch Fehlspannungseffekte auf, deren Ursache und Kompensation in [11, 32, 35] beschrieben sind. Aus der Fehlspannung der gemeinsamen Halbbrücke resultiert eine elektrische Verkopplung der Stränge, da diese abhängig von der Summe der Strangströme ist. Die Stränge werden durch eine Kompensation dieser Fehlspannung entkoppelt und können unabhängig angesteuert werden. Die Fehlspannung der unabhängigen Halbbrücken wird ebenfalls kompensiert. Die Fehlspannungskompensation wird abhängig vom Sollstrom durch Tabellen realisiert.

Die Strangströme werden durch LEM-Stromwandler<sup>1</sup> erfasst und in den Symmetriepunkten der Pulsweitenmodulation abgetastet. Dies verringert den Einfluss von Messfehlern durch Stromharmonische, die aus der Pulsweitenmodulation resultieren [11, 14]. Die Rotorlage wird durch einen optischen SIN/COS-Inkrementalgeber erfasst. Die Sinus- und Cosinusspuren werden hochfrequent abgetastet und im FPGA weiterverarbeitet. Ein CORDIC-Algorithmus wird zur Winkelauflösung innerhalb eines Striches im FPGA durchgeführt [11]. Die Zwischenkreis-

---

<sup>1</sup>Kompensationsstromwandler mit Hallsonde

spannung steht ebenfalls als Messwert zur Verfügung. Im DSP werden die Referenzwerte der Pulsweitenmodulation abhängig von der Zwischenkreisspannung berechnet. Die Pulsfrequenz des Wechselrichters beträgt 8 kHz. Die Regelroutine wird mit gleicher Frequenz synchronisiert zum Pulsmuster ausgeführt.

### 6.1.2 Transversalflussreluktanzmaschine

Die betrachtete TFRM ist ein viersträngiger Prototyp des INSTITUTS FÜR ELEKTRISCHE MASCHINEN, ANTRIEBE UND BAHNEN. Die Teilmaschinen sind coaxial mit zwei verschiedenen Maschinenradien konstruiert [47]. Die Radien von jeweils zwei Strängen sind identisch<sup>2</sup>. Tabelle 6.2 zeigt die Auslegungsdaten des Antriebs. Die Maschine wird durch einen eigens entwickelten vierphasigen Pulswechselrichter angesteuert. Jede Phase des Wechselrichters ist eine eigenständige asymmetrische Halbbrücke. Bei unidirektionalem Strom können zwei Nullspannungszustände sowie positive und negative Zwischenkreisspannung an den Strang angelegt werden. Die erzeugten Schaltersignale werden wie bei dem Prüfstand der PMTFM durch Lichtwellenleiter übermittelt. Der verwendete Wechselrichter deckt nicht den gesamten Drehzahlbereich ab, da die verfügbare Spannung geringer als die nominelle Strangspannung ist.

Tabelle 6.2: Nenndaten TFRM (Auslegung)

Nenndrehzahl	1800 U/min
Nennmoment	58 Nm
Nennstrom	83 A
Polpaare	14
Maschinenstränge	4

Die Pulsweitenmodulation wird mittensymmetrisch realisiert. Dies erlaubt die Abtastung des Strangstromes zu den Symmetriepunkten des Pulsmusters, führt jedoch zu nichtlinearem Verhalten in der Umgebung

<sup>2</sup>Stränge I-IV und Stränge II-III

des Nullstromes. Durch den unidirektionalen Strom ist ein mittensymmetrisches Pulsmuster nahe des Nullstromes nicht spannungssymmetrisch, da die negative Zwischenkreisspannung nur dann wirkt, wenn der Strang stromführend ist. Hieraus resultiert eine positive Strangspannung für ein Nullspannungs-Pulsmuster. Dieser Fehlspannungseffekt kann durch stromabhängige Kompensation verringert werden. Eine vollständige Unterdrückung wurde nicht erreicht.

Die vier Strangströme, die Zwischenkreisspannung und die Rotorlage stehen als Messwerte zur Verfügung. Zur Erfassung der Rotorlage wird ebenfalls ein optischer SIN/COS-Inkrementalgeber eingesetzt. Die Signalaufbereitung im FPGA ist äquivalent zu der im PMTFM Prüfstand eingesetzten. Der Wechselrichter wird mit 8 kHz angesteuert. Die Regelroutine wird zur Pulsweitenmodulation synchronisiert mit gleicher Frequenz ausgeführt.

## 6.2 Parameteridentifikation

Die Modellparameter beider betrachteter Maschinen werden mittels der in Kapitel 5 beschriebenen Verfahren ermittelt. Die Versuchsbedingungen, -durchführung und die Identifikationsergebnisse sind Inhalt der folgenden Abschnitte.

Die Sollstromverläufe zur Identifikation der Parameter nach den Abschnitten 5.1 und 5.2 werden durch eine empirisch ausgelegte multiresonante Regelung stationär genau eingepreßt. Laufzeiteffekte werden in den Regelalgorithmen nach Unterabschnitt 4.3.1 berücksichtigt.

Der Arbeitsbereich der Maschinen ist der Leerlauf bis zur nominellen Stromamplitude. Die vollständige Identifikation wird für diskrete Stromamplituden durchgeführt, um eine sättigungsbedingte Parametervariation abbilden zu können.

Die konstante Drehzahl wird durch die drehzahlgeregelte Lastmaschine eingepreßt. Die Höhe der Drehzahl wird so gewählt, dass auch bei größter Stromamplitude eine Spannungsreserve im stationären Fall vorhan-

den ist. Dies garantiert die stationäre Genauigkeit der multiresonanten Regelung während der Identifikation.

### 6.2.1 Permanenterregte Transversalflussmaschine

Die Parameter der PMTFM werden für den Grunddrehzahlbereich sowie für den Feldschwächbetrieb identifiziert. Der Arbeitsbereich wird über  $i_{1,s}$  und  $i_{1,c}$  für diskrete Stromamplituden  $i_A$  nach Gleichung (5.21) aufgeteilt. Die Phasenverschiebung zwischen der Änderung des permanenterregten verketteten Flusses und dem Strangstrom ist gegeben durch Gleichung (6.1).

$$\phi = \arctan \left( \frac{i_{1,c}}{i_{1,s}} \right) \quad (6.1)$$

Die identifizierten Verläufe des Parameters  $L_{S0}$  sind in Abbildung 6.1 über der Stromamplitude für verschiedene Phasenlagen  $\phi$  für beide Stränge der PMTFM dargestellt.  $L_{S0}$  repräsentiert den Mittelwert der Stranginduktivität.

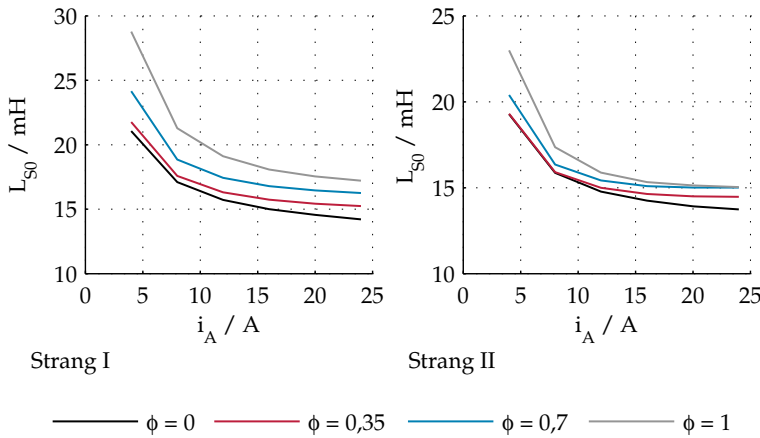


Abb. 6.1: Parameter  $L_{S0}$  über  $i_A$  bei Variation von  $\phi$



Der Verlauf beschreibt eine Sättigung des Eisens für steigende Stromamplituden durch abfallende Induktivitätswerte. Für steigende Phasenverschiebungen  $\phi$  wird der Eisensättigung durch die feldschwächenden Stromanteile  $i_{1,c}$  entgegengewirkt. Dies resultiert in größeren Induktivitätswerten bei gleicher Amplitude des Strangstromes

Abbildung 6.2 zeigt die Verläufe des Parameters  $L_{S2}$  beider Stränge. Der Parameter beschreibt die dominante Variation der Stranginduktivität über eine Polteilung.

Beim Betrieb der PMTFM ohne feldschwächende Stromanteile sinkt der Betrag des Parameters  $L_{S2}$  für steigende Stromamplituden. Die Sättigung von bisher ungesättigten Flusspfaden durch die Stromkomponente  $i_{1,s}$  verringert die Variation der Stranginduktivität über einer Polteilung.

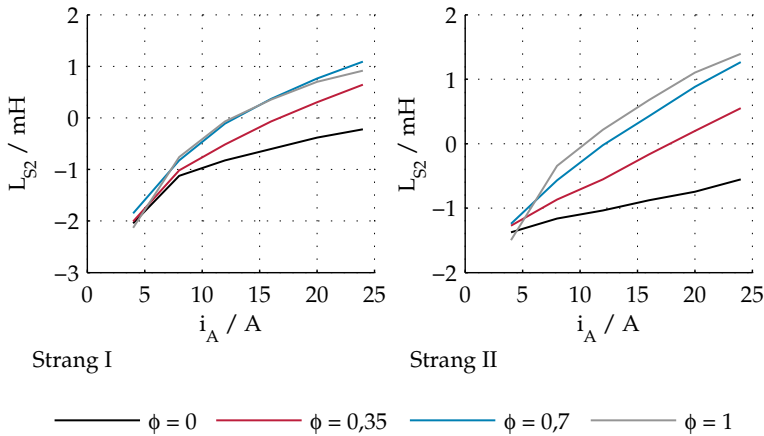


Abb. 6.2: Parameter  $L_{S2}$  über  $i_A$  bei Variation von  $\phi$

Feldschwächende Stromanteile  $i_{1,c}$  verstärken diese sättigungsbedingte Parametervariation. Den sättigenden magnetischen Flüssen der Permanentmagnetanregung wird durch die feldschwächenden Stromanteile entgegengewirkt, wodurch die Induktivität lokal erhöht wird. Die gleichzeitige Sättigung der bisher ungesättigten Flusspfade durch die Stromkomponente  $i_{1,s}$  führt zu einer lokalen Absenkung der Induktivität. Die Lage

von Maximum und Minimum des Induktivitätsverlaufes  $L_S(\varepsilon)$  über der Rotorlage wird hierdurch vertauscht, was durch den Vorzeichenwechsel des Parameters  $L_{S2}$  beschrieben wird.

Der Vorzeichenwechsel von  $L_{S2}$  führt zu einer Umkehr der Wirkrichtung des Reluktanzmomentes. Dies muss insbesondere bei der Berechnung der Betriebsführung berücksichtigt werden. Die Induktivitätsparameter höherer Ordnung ( $L_{S4}$ ,  $L_{S6}$ ,  $L_{S8}$  und höher) dienen der Funktionsapproximation des Induktivitätsverlaufes zwischen den Maxima und Minima.

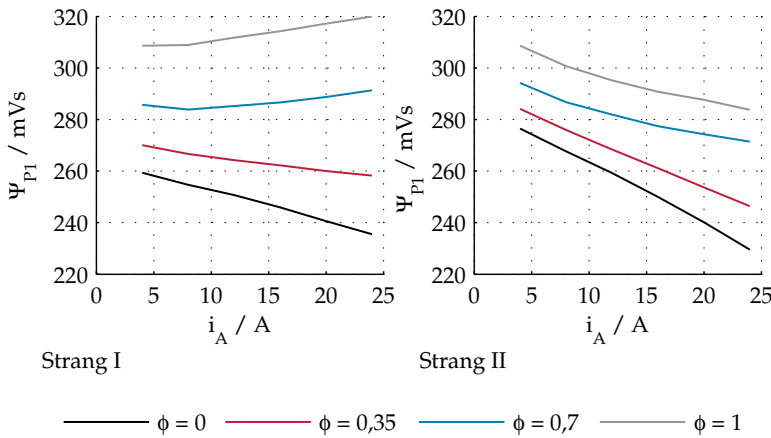


Abb. 6.3: Parameter  $\Psi_{P1}$  über  $i_A$  bei Variation von  $\phi$

Die Parameter des permanenterregten verketteten Flusses  $\Psi_{P1}$  und  $\Psi_{P3}$  sind in den Abbildungen 6.3 und 6.4 dargestellt.

Die Grundamplitude des permanenterregten verketteten Flusses  $\Psi_{P1}$  sinkt bei geringen feldschwächenden Stromkomponenten mit steigender Stromamplitude. Die Kopplungsinduktivität des effektiven Luftspaltes wird durch die sättigende Stromkomponente  $i_{1,s}$  abgesenkt, wodurch der permanenterregte verkettete Fluss durch die Strangwicklung verringert wird. Bei zunehmenden feldschwächenden Stromanteilen wird die Reduktion der Kopplungsinduktivität abgeschwächt, da die lokale Sättigung abnimmt. Dies kann bei großen feldschwächenden Stromkom-

ponenten zu einem Anstieg des permanenterregten verketteten Flusses durch die Strangwicklung führen, wenn der Grundsättigung der Kopp-  
lungsinduktivität mit großer elektrischer Erregung entgegengewirkt wird.

Die Amplitude der dominanten Harmonischen des permanenterregten verketteten Flusses ist der Parameter  $\Psi_{P3}$ . Für alle betrachteten Phasenlagen des Strangstromes zur Änderung des permanenterregten verketteten Flusses ist ein steigender Parameterverlauf für steigende Stromamplitude zu erkennen. Der Verlauf des permanenterregten verketteten Flusses über der Rotorlage wird in seiner Form durch den hohen Gradienten des Parameters  $\Psi_{P3}$  über der Stromamplitude verformt.

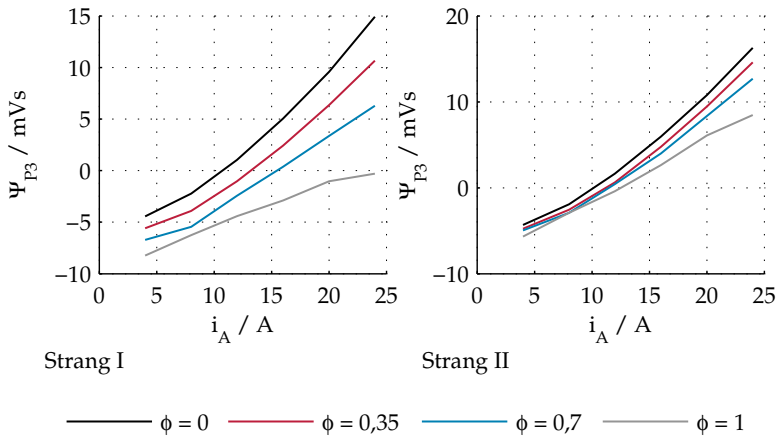


Abb. 6.4: Parameter  $\Psi_{P3}$  über  $i_A$  bei Variation von  $\phi$

Eine Betrachtung der Parameterverläufe  $L_S(\varepsilon)$  und  $\Psi_P(\varepsilon)$  über der Rotorlage veranschaulicht die Effekte der dominanten Parameter auf den Gesamtverlauf.

Die Abbildungen 6.5 und 6.6 zeigen die Verläufe der Stranginduktivitäten  $L_S(\varepsilon)$  über der Rotorlage und der Stromamplitude für  $\phi = 0$  und  $\phi = 1$ . Gemeinsamkeit der Verläufe ist das Abfallen der mittleren Induktivität mit steigender Stromamplitude. In Abbildung 6.5 ist das Abklingen der

Maximalwerte der Induktivität ersichtlich. Die Lage von Maximum und Minimum bezüglich der Rotorlage bleibt bestehen. In Abbildung 6.6 ist der Lagewechsel von Maximum und Minimum der Stranginduktivität bei steigender Stromamplitude und großen feldschwächenden Stromanteilen dargestellt.

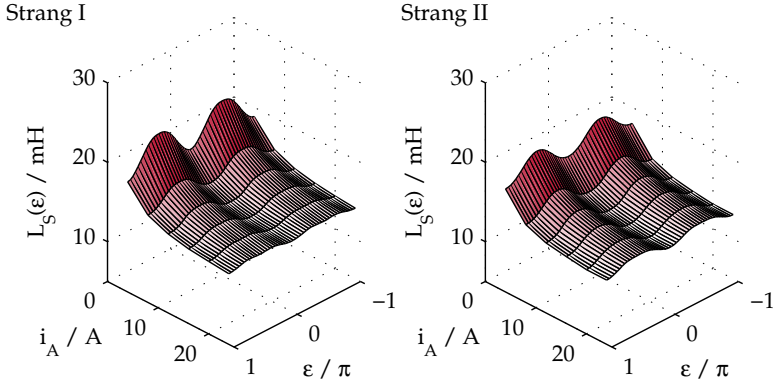


Abb. 6.5: Parameterverlauf  $L_S(\varepsilon)$  über  $i_A$  bei  $\phi = 0$

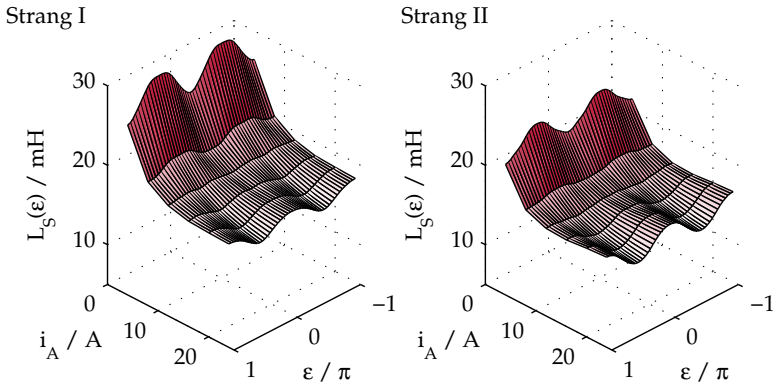


Abb. 6.6: Parameterverlauf  $L_S(\varepsilon)$  über  $i_A$  bei  $\phi = 1$

In den Abbildungen 6.7 und 6.8 sind die Verläufe der permanenterregten Anteile des verketteten Flusses über der Rotorlage und der Stromampli-

tude für  $\phi = 0$  und  $\phi = 1$  dargestellt. Die abfallende Amplitude von  $\Psi_P(\varepsilon)$  für steigende Stromamplituden wird für beide Stränge bei  $\phi = 0$  in Abbildung 6.7 deutlich. Für hohe Stromamplituden bei großen feldschwächenden Stromanteilen (Abbildung 6.8) steigt die Amplitude der permanenterregten Anteile des verketteten Flusses in Strang I gering an. Dieser Effekt tritt bei Strang II nicht auf. Dies kann auf geringe Abweichungen der Magnetkreise der Stränge durch Fertigungstoleranzen zurückgeführt werden. Diese Abweichungen sind auch durch den Unterschied der Induktivitätswerte der Stränge ersichtlich. Der Einfluss der elektrischen Erregung auf die permanenterregten Anteile des verketteten Flusses unterscheidet sich durch abweichende Werte der Statorstreuung der Stränge.

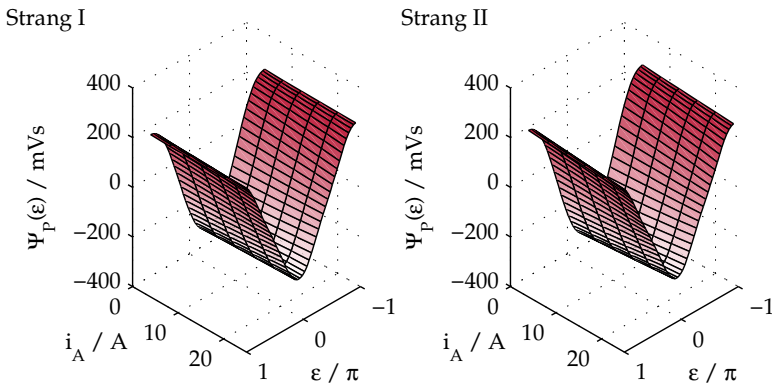
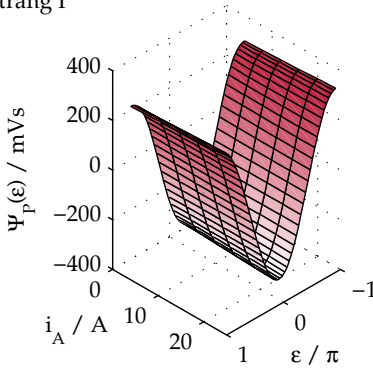


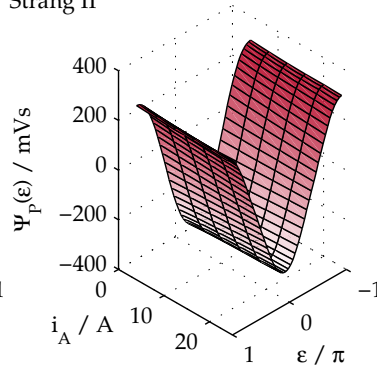
Abb. 6.7: Parameterverlauf  $\Psi_P(\varepsilon)$  über  $i_A$  bei  $\phi = 0$

Die Harmonischen des permanenterregten verketteten Flusses sind in beiden Abbildungen durch ihre geringen Amplituden im Verhältnis zu der Grundamplitude nicht deutlich erkennbar. Der Einfluss der höheren Harmonischen ist keinesfalls zu vernachlässigen, da deren Amplituden in der induzierten Spannung mit der Ordnungszahl der Harmonischen verstärkt wirken.

Strang I



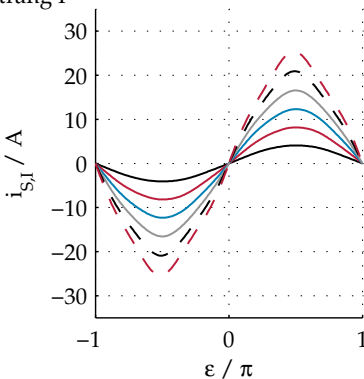
Strang II

Abb. 6.8: Parameterverlauf  $\Psi_P(\varepsilon)$  über  $i_A$  bei  $\phi = 1$ 

### Betriebsführung

Anhand der identifizierten Parameterverläufe werden die Stromformen für die betrachtete PMTFM nach Abschnitt 5.3 bestimmt. Der Betriebspunkt ist durch die jeweilige Synchronfrequenzamplitude  $i_A$  des Strangstromes und die Phasenlage  $\phi$  festgelegt. Das Reluktanzmoment des Antriebs wird durch die Berechnung nach Gleichung (3.23) implizit berücksichtigt.

Strang I



Strang II

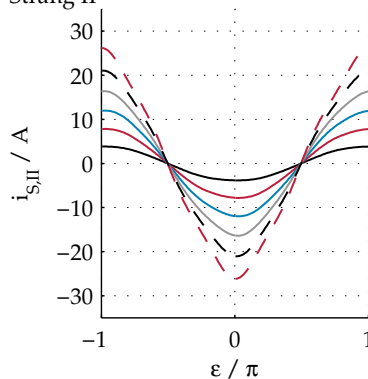
Abb. 6.9: PMTFM Strangstromverläufe über  $\varepsilon$  bei  $\phi = 0$

Abbildung 6.9 zeigt die ermittelten Stromverläufe für  $\phi = 0$  über der Rotorlage für verschiedene Synchronfrequenzamplituden. Die Abbildung zeigt, dass ein konstantes Vortriebsmoment bereits durch geringen Einsatz harmonischer Stromkomponenten erzielt werden kann. Ein größerer Anteil harmonischer Stromkomponenten wird im Feldschwächbereich der PMTFM benötigt. In Abbildung 6.10 sind die ermittelten Stromverläufe für  $\phi = 1$  über der Rotorlage für verschiedene Synchronfrequenzamplituden dargestellt. Es resultieren abweichende Amplituden und Phasenlagen für die harmonischen Stromkomponenten der Stränge. Dies ist zum Einen auf die unterschiedlichen Maschinenparameter zur Berechnung der Strangdrehmomente zurückzuführen, zum Anderen auch auf den Algorithmus zur Berechnung des glatten Drehmomentverlaufes, welcher stets nur das Gesamtmoment berücksichtigt. Eine symmetrische Belastung der Stränge ist durch den Algorithmus nicht vorgesehen. Eine Anpassung des Algorithmus zur Symmetrierung der Stranglasten kann vorgesehen werden.

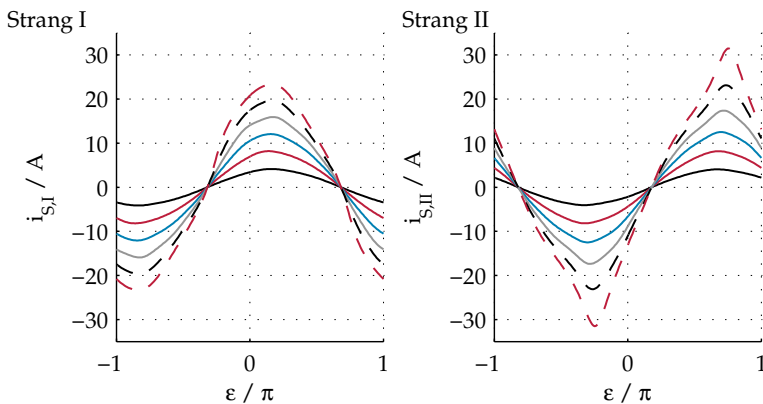


Abb. 6.10: PMTFM Strangstromverläufe über  $\varepsilon$  bei  $\phi = 1$

Eine Frequenzzzerlegung der Strangstromverläufe ergibt die jeweiligen Sollstromvektoren  $\underline{i}_{\text{Ref}}$ . Zur Vervollständigung der Berechnung der Betriebsführung ist eine Bestimmung der benötigten Spannungsverläufe zur Einprägung der Stromverläufe im gesamten Drehzahlbereich des

Antriebs notwendig. Aus den Spannungsverläufen und der maximal verfügbaren Spannung des Wechselrichters ergeben sich maximale Kreisfrequenzen für die betrachteten Stromformen. Mit diesen Ergebnissen kann eine optimale Betriebsstrategie bestimmt werden, welche bei gegebener Kreisfrequenz für ein gefordertes Drehmoment die geeigneten Stromformen der Strangströme ausgibt.

Im Grunddrehzahlbereich des Antriebs stellen die errechneten Stromverläufe für die Phasenlage  $\phi = 0$  die optimale Lösung dar. Die Berechnung der optimalen Betriebsstrategie für  $\phi > 0$  ist notwendig, wenn der Antrieb im Teillastbetrieb des Feldschwächbereichs betrieben werden soll.

### 6.2.2 Transversalflussreluktanzmaschine

Eine Identifikation der Parameter der TFRM wird mit einer Aufteilung des Arbeitsbereichs des Antriebs über  $i_0$ ,  $i_{2,s}$  und  $i_{2,c}$  für diskrete Stromvorgaben  $i_A$  nach Gleichung (5.22) durchgeführt. Es wird wie bei der Identifikation der Parameter der PMTFM der Grunddrehzahlbereich sowie der Feldschwächbereich betrachtet. Die Phasenlage des Strangstromes ist gegeben durch Gleichung (6.2) wobei die Phasenlage  $\phi = 0$  die Stromanregung im Grunddrehzahlbereich beschreibt.

$$\phi = \arctan \left( \frac{i_{2,c}}{i_{2,s}} \right) \quad (6.2)$$

Die identifizierten Mittelwerte der Stranginduktivitäten  $L_{S0}$  sind in Abbildung 6.11 über der Stromvorgabe  $i_A$  für verschiedene Phasenlagen  $\phi$  abgebildet. Der Wertebereich der Induktivitätsparameter der Stränge I und IV unterscheidet sich vom Wertebereich der Parameter der Stränge II und III durch die Magnetkreiskonstruktion mit zwei verschiedenen Maschinenradien [47].



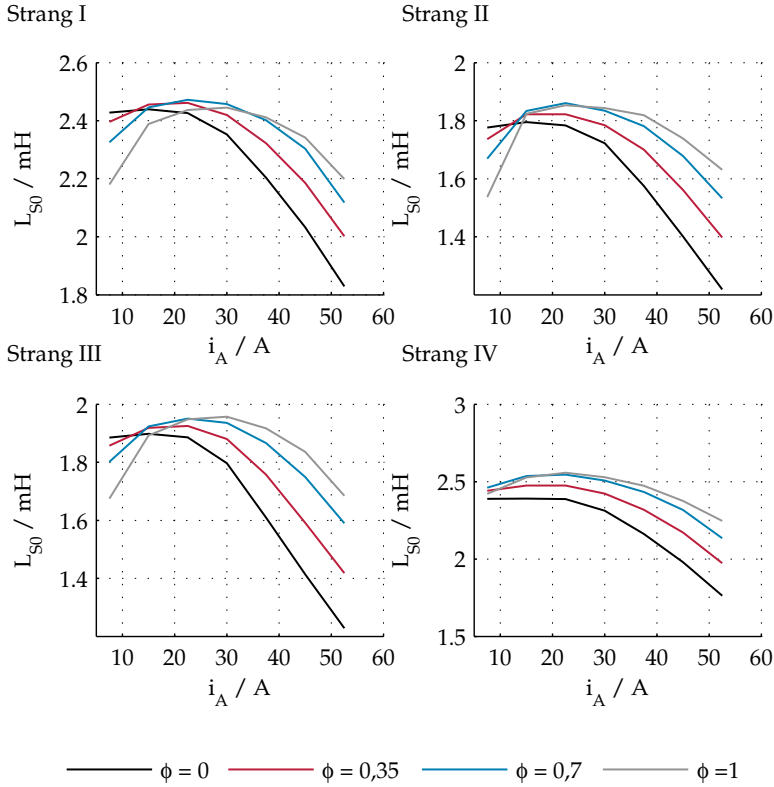


Abb. 6.11: Parameter  $L_{S0}$  über  $i_A$  bei Variation von  $\phi$

Die absinkenden mittleren Stranginduktivitäten beschreiben die Sättigung des Eisens mit steigender Stromamplitude. Für steigende Phasenlagen  $\phi$  ist der Effekt der Eisensättigung geringer. Die Lage des Maximums der elektrischen Erregung wird durch die Stromkomponente  $i_{2,c}$  in Richtung verminderter Leitwerte der Luftspaltkopplung  $G_d$  nach Unterabschnitt 3.1.1 verschoben, wodurch das Rotoreisen über die Luftspaltkopplung eine verminderte elektrische Erregung erfährt.

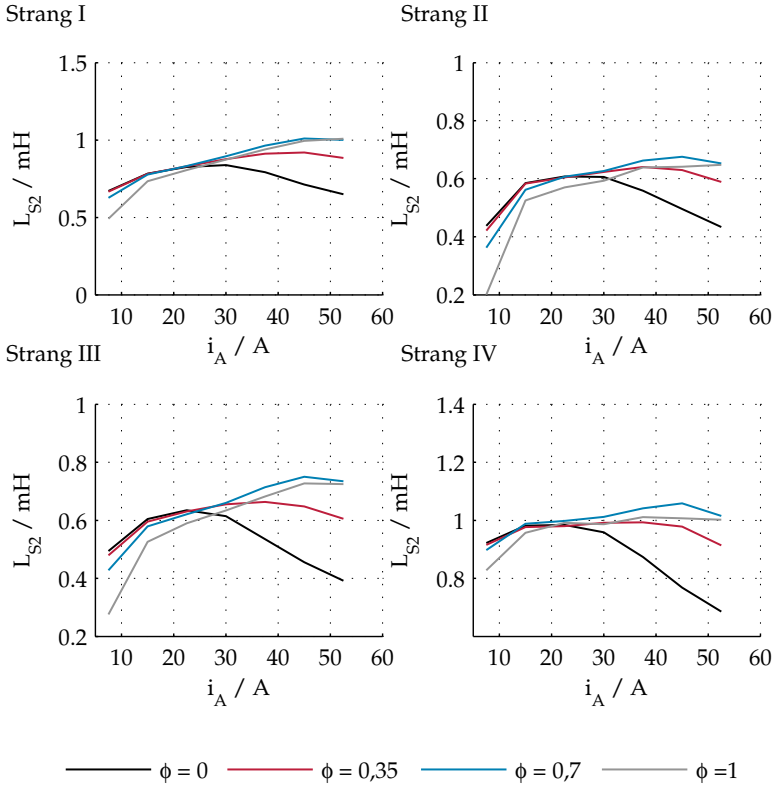


Abb. 6.12: Parameter  $L_{S2}$  über  $i_A$  bei Variation von  $\phi$

Die Verläufe der Parameter  $L_{S2}$  sind in Abbildung 6.12 dargestellt. Für  $\phi = 0$  ist wie für die Verläufe der Parameter  $L_{S0}$  eine signifikante Abhängigkeit zur Stromamplitude ersichtlich. Im Grunddrehzahlbereich nimmt die Variation der Stranginduktivität mit steigender Strombelastung ab. Für steigende Phasenlagen  $\phi$  zeigen die Parameter  $L_{S2}$  eine veränderte Abhängigkeit zur Stromamplitude. Die Variation der Stranginduktivität nimmt für steigende Strombelastung zunächst zu und sinkt für sehr große Ströme wieder ab. Das Maximum des Verlaufes zeigt eine starke Abhängigkeit zur Phasenlage  $\phi$ . Das Maximum der Parameter  $L_{S2}$  für  $\phi = 1$  liegt weit oberhalb der nominellen Strombelastung.

Die Abbildung 6.13 zeigt die Verläufe der Stranginduktivität über der Rotorlage und der Strombelastung für  $\phi = 0$ . Die beschriebene sättigungsbedingte Abnahme der mittleren Stranginduktivität  $L_{S0}$  ist ebenso ersichtlich wie die Reduktion der Induktivitätsvariation  $L_{S2}$ .

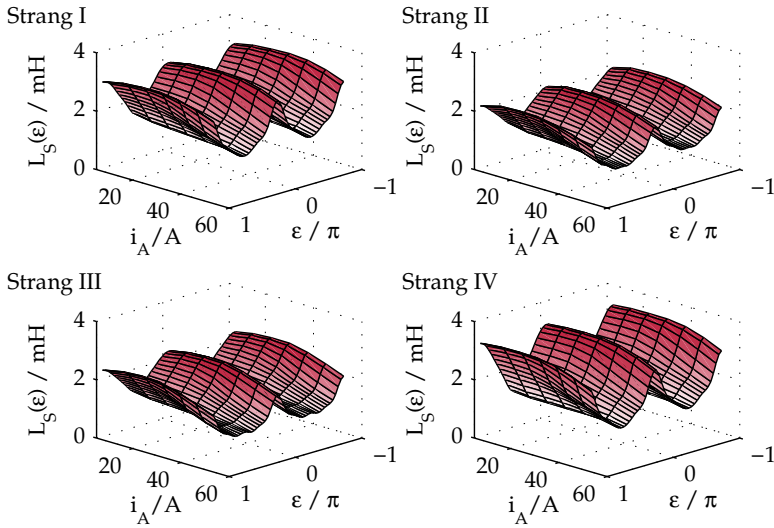


Abb. 6.13: Parameterverlauf  $L_S(\varepsilon)$  über  $i_A$  bei  $\phi = 0$

Mit steigender Strombelastung prägen sich weitere harmonische Induktivitätsparameter aus. Diese verformen die näherungsweise sinusförmige Variation der Induktivität bei niedriger Belastung hin zu Verläufen mit breiten Minima bei großer Belastung.

Die Verläufe der Stranginduktivität sind über der Rotorlage und der Strombelastung für  $\phi = 1$  in Abbildung 6.14 dargestellt. Die Ausprägung weiterer Induktivitätsparameter ist im Feldschwäcbereich weitaus geringer als im Grunddrehzahlbereich. Die Verformung der Induktivitätsverläufe über der Belastung des Antriebs ist für  $\phi = 1$  gering im Verhältnis zur Verformung bei  $\phi = 0$ .

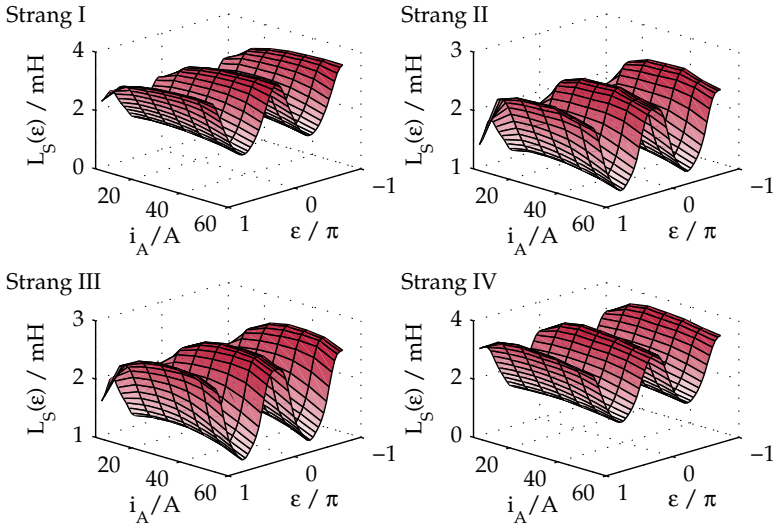


Abb. 6.14: Parameterverlauf  $L_S(\varepsilon)$  über  $i_A$  bei  $\phi = 1$

## Betriebsführung

Die identifizierten Parameterverläufe dienen der Berechnung der Stromformen für die betrachtete TFRM nach Abschnitt 5.3. Die Strombelastung  $i_A$  und die Phasenlage  $\phi$  bestimmen den Betriebspunkt der TFRM sowie die zugehörigen Parameter.

Die ermittelten Stromverläufe für  $\phi = 0$  sind über der Rotorlage für verschiedene Strombelastungen  $i_A$  in Abbildung 6.15 dargestellt. Für geringe Belastung des Antriebs werden nur geringe harmonische Stromanteile zur Erzeugung eines konstanten Drehmoments benötigt. Mit zunehmender Belastung der TFRM steigen die harmonischen Komponenten des Strangstromes stärker an als die Grundkomponenten  $i_0$  und  $i_{2,s}$ . Neben der nichtlinearen Beziehung zwischen Strangstrom und Drehmoment ist dies zurückzuführen auf die signifikante Verformung der Stranginduktivitätsverläufe. Die Maximalwerte der Verläufe werden durch die Iteration erhöht, wodurch diese bei großer Belastung deutlich oberhalb der nominellen Amplitude des Strangstromes liegen.

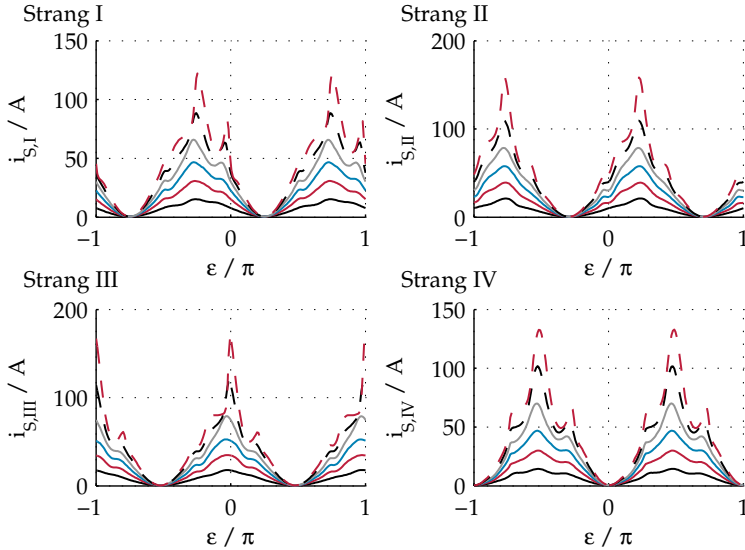


Abb. 6.15: TFRM Strangstromverläufe über  $\varepsilon$  bei  $\phi = 0$

In Abbildung 6.16 sind die ermittelten Stromverläufe für  $\phi = 1$  dargestellt. Wie im Grunddrehzahlbereich sind geringe Anteile harmonischer Stromkomponenten zur Erzeugung eines konstanten Antriebsmoments bei geringer Belastung erforderlich. Eine Zunahme der Amplituden der harmonischen Stromkomponenten ist bei steigender Belastung zu erkennen. Die Zunahme ist geringer als im Grunddrehzahlbereich. Die Maximalwerte der Basisverläufe werden im Vergleich mit Abbildung 6.15 nicht signifikant erhöht.

Die jeweiligen Sollstromvektoren  $\underline{i}_{\text{Ref}}$  ergeben sich aus einer Frequenzzerlegung der Strangstromverläufe. Insbesondere für hohe Belastungen werden viele Frequenzkomponenten benötigt, um den Stromverlauf nachzubilden. Eine Reduktion der Frequenzkomponenten kann gegenüber einem Zuwachs an Drehmomentwelligkeit abgewogen werden.

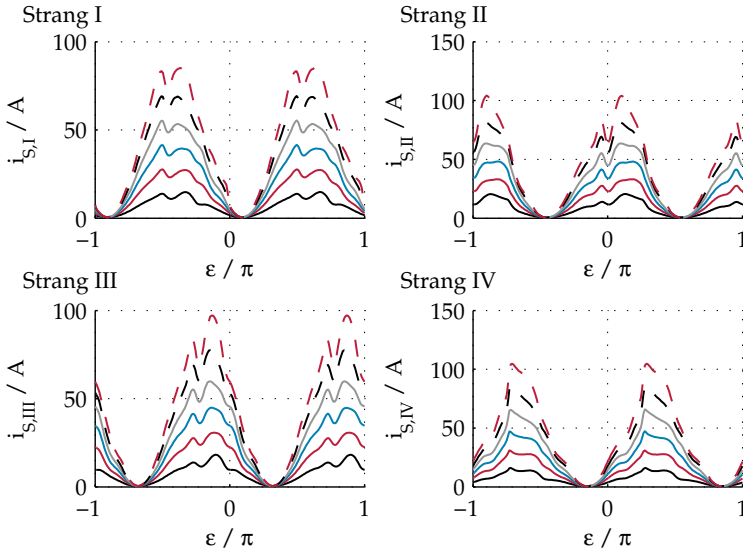


Abb. 6.16: TFRM Strangstromverläufe über  $\varepsilon$  bei  $\phi = 1$

### Analyse alternativer Betriebsarten

In Unterabschnitt 5.3.1 sind alternative Basisstromverläufe für TFRM beschrieben. Im Folgenden werden die resultierenden Betriebseigenschaften dieser alternativen Betriebsarten nach [56] beschrieben und analysiert. Die Betriebsarten werden mit der zuvor vorgestellten Betriebsführung verglichen. Die folgenden Verläufe der Betriebsgrößen sind modellbasiert mit den identifizierten Parametern für eine Strombelastung von 30 A berechnet. Abbildung 6.17 zeigt die Drehmomentverläufe für die beschriebenen Betriebsarten. Für jede ermittelte Betriebsart ist ein konstantes Summendrehmoment durch die Iterationsschleife sichergestellt. Die in Abbildung 6.17 (a) dargestellten Drehmomentpulse resultieren aus dem Ansatz Sinusquadratförmiger Pulse. Da der Phasenversatz der Stränge von der idealen Phasenverschiebung von  $\pi/4$  abweicht, resultiert bedingt durch die Vorgabe des konstanten Summendrehmoments eine Verformung der Pulse. Die mechanische Belastung wird, abgesehen von der geringen Verformung, gleichmäßig auf die Stränge verteilt. Eine

asymmetrische Belastung zeigt der Drehmomentverlauf in Abbildung 6.17 (b). Strang IV wird hier weitaus stärker belastet als Strang II. Der Drehmomentverlauf in Abbildung 6.17 (c) zeigt ebenfalls eine asymmetrische Belastung. Durch die kontinuierliche Kommutierung bei dieser Betriebsart entstehen stückweise negative Strangdrehmomente, deren Wirkung durch die anderen Stränge kompensiert wird. Die mechanische Belastung der Stränge ist gleichmäßiger als in Abbildung 6.17 (b).

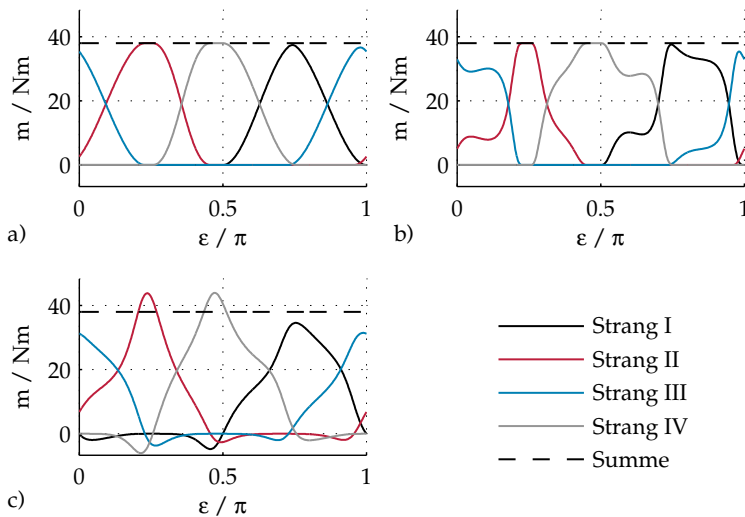


Abb. 6.17: Drehmomentverläufe für Sinusquadrat-förmige Drehmomentpulse (a), minimierte thermische Verluste (b) und sinusförmige Basisströme (c)

Die Gradienten der Strangdrehmomente sind in Abbildung 6.18 dargestellt. Große Drehmomentanstiege können als dynamische Kraftzunahme an den Zahnflanken auf Stator und Rotor interpretiert werden. Der Stator wird hierdurch zu Schwingungen angeregt. Hohe, impulsartige Gradienten regen durch ihre Signalform ein größeres Frequenzspektrum an, wodurch auch Gehäuseresonanzen angeregt werden können. Eine moderate Kraftzunahme und -abnahme ist durch geringe Drehmomentgradienten, wie in den Abbildungen 6.18 (a) und (c) dargestellt, gegeben.

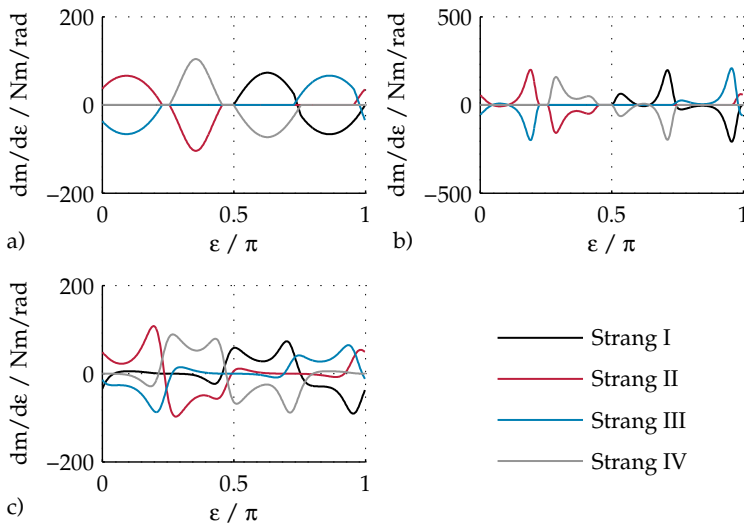


Abb. 6.18: Drehmomentgradient für Sinusquadrat-förmige Drehmomentpulse (a), minimierte thermische Verluste (b) und sinusförmige Basisströme (c)

Neben der mechanischen Belastung der Stränge ist das Betriebsverhalten auch durch elektrische und magnetische Betriebsgrößen charakterisiert. Die Strangstromverläufe der Betriebsarten sind in Abbildung 6.19 dargestellt. Die Abbildungen 6.19 (a) und (b) zeigen puls förmige Stromverläufe gegenüber einer kontinuierlichen Kommutierung in 6.19 (c). Im Hinblick auf die Stromregelung durch die multiresonante Modellfolgeregelung weisen die puls förmigen Stromverläufe den Nachteil auf, dass sie nur durch eine sehr große Anzahl an Frequenzkomponenten angenähert werden können. Die kontinuierliche Kommutierung lässt sich hingegen durch eine weitaus geringere Anzahl an harmonischen Stromkomponenten darstellen. Diese Betriebsart weist die geringsten Stromanstiege auf.



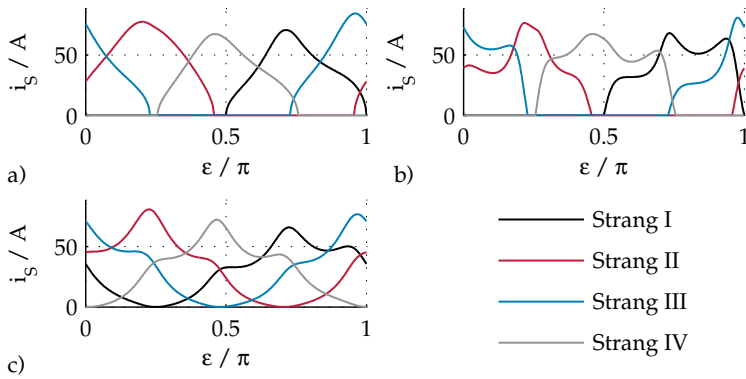


Abb. 6.19: Strangstromverläufe für Sinusquadrat-förmige Drehmomentpulse (a), minimierte thermische Verluste (b) und sinusförmige Basisströme (c)

Über die lageabhängigen Stranginduktivitäten werden die Verläufe des verketteten Flusses berechnet. Sie sind über der Rotorlage in Abbildung 6.20 dargestellt.

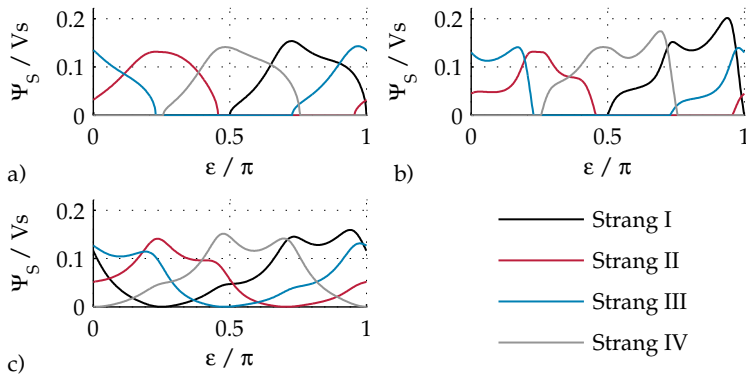


Abb. 6.20: Verlauf des verketteten Flusses für Sinusquadrat-förmige Drehmomentpulse (a), minimierte thermische Verluste (b) und sinusförmige Basisströme (c)

Die Verläufe des verketteten Flusses in Abbildung 6.20 (a) weisen eine geringe Welligkeit auf. Dies korrespondiert mit den glatten Verläufen der erzeugten Strangdrehmomente in Abbildung 6.17. Die Betrachtung des verketteten Flusses dient der Analyse der umgesetzten magnetischen Energie. In Abbildung 6.21 ist der Verlauf des verketteten Flusses über dem Strangstromverlauf aufgetragen. Die von den Verläufen des verketteten Flusses eingeschlossene Fläche entspricht der umgesetzten Energie des Umlaufs [8]. Je nach Umlaufrichtung wird Energie aufgenommen oder abgegeben.

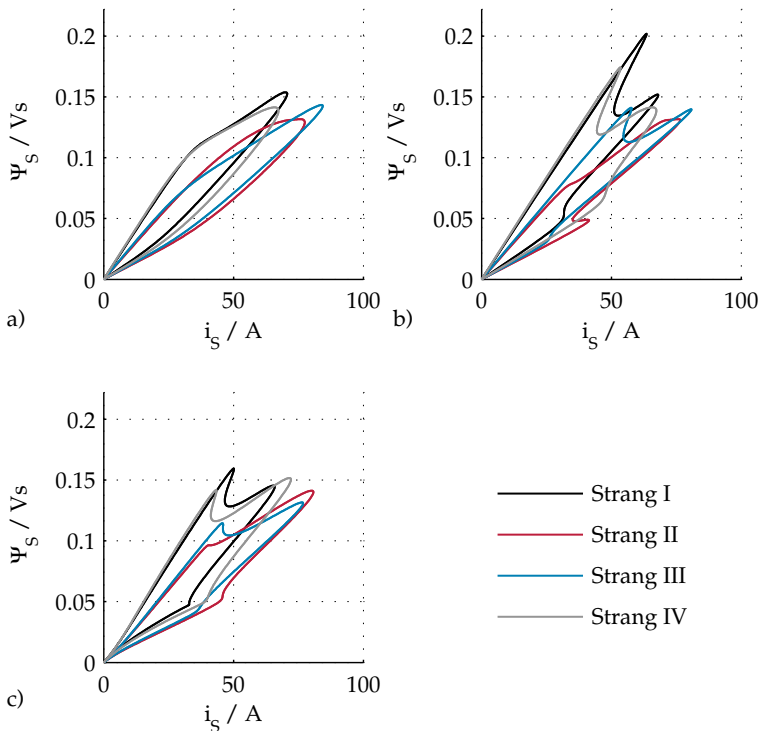


Abb. 6.21: Verketteter Fluss-Strangstrom-Trajektorie für Sinusquadratförmige Drehmomentpulse (a), minimierte thermische Verluste (b) und sinusförmige Basisströme (c)

Die maximale Kreisfrequenz einer Betriebsart ist in hohem Maße beeinflusst durch den Gradienten des verketteten Flusses, da sich die induzierte Spannung proportional zur Kreisfrequenz und dem Gradientenverlauf verhält. Die Verläufe sind in Abbildung 6.22 dargestellt.

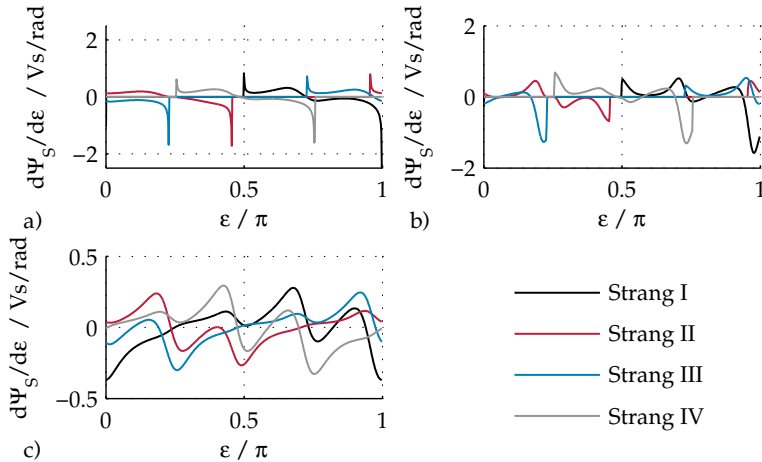


Abb. 6.22: Gradient des verketteten Flusses für Sinusquadrat-förmige Drehmomentpulse (a), minimierte thermische Verluste (b) und sinusförmige Basisströme (c)

Die Abbildung zeigt, dass die Gradienten an den Puls Grenzen in Abbildung 6.22 (a) und (b) sehr große Werte annehmen, um die hohen Stromgradienten an diesen Grenzen zu erzeugen. Abbildung 6.22 (c) zeigt geringe Gradienten des verketteten Flusses und folglich einen geringen Spannungsbedarf des Stromverlaufs. Dies ist auf die geringen Stromgradienten der Betriebsart zurückzuführen. Durch den geringen Spannungsbedarf ist der applizierbare Drehzahlbereich der kontinuierlichen Kommutierung größer als bei pulsförmiger Kommutierung.

Die kontinuierliche Kommutierung ist wegen des großen applizierbaren Drehzahlbereichs und der Vereinbarkeit von Strangstromverlauf und multiresonanter Modellfolgeregelung für den Betrieb der TFRM trotz erhöhter thermischer Verluste gut geeignet. Da die pulsförmigen Stromverläufe bereits ab geringen Kreisfrequenzen durch die hohe induzierte

Spannung nicht stationär genau eingeprägt werden können, sind die Vorteile dieser Verläufe nur von geringer Relevanz.

## 6.3 Regelung

Die experimentelle Validierung der in Kapitel 4 beschriebenen Reglerstrukturen ist Inhalt der folgenden Unterabschnitte. Um eine unabhängige Bewertung der einzelnen Verfahren zu ermöglichen, werden die modellbasierte Vorsteuerung nach Abbildung 4.2 und die multiresonante Regelung nach Abbildung 4.4 zunächst im eigenständigen Betrieb untersucht. Die Bewertung der multiresonanten Modellfolgeregelung nach Abbildung 4.5 schließt das Kapitel ab.

Die Untersuchung der modellbasierten Vorsteuerung ermöglicht die gleichzeitige Validierung der spektralen Darstellung der Stromdynamik der TFM sowie der Möglichkeit der Auslegung des modellbasierten spektralen Zustandsreglers. Die Dynamik und Genauigkeit der eigenständigen multiresonanten Regelung wird bewertet und dient als Referenz für die Eigenschaften der multiresonanten Modellfolgeregelung.

Die Analyse des eigenständigen Betriebes der modellbasierten Vorsteuerung und der multiresonanten Regelung wird für die identifizierte PMTFM durchgeführt. Die multiresonante Modellfolgeregelung wird für die PMTFM sowie für die identifizierte TFRM betrachtet.

### 6.3.1 Modellbasierte Vorsteuerung

Eine Analyse der dynamischen und stationären Eigenschaften der modellbasierten Vorsteuerung wird durch die Betrachtung des Verhaltens des gesteuerten Systems bei sprunghafter Führungsanregung ermöglicht. Die Drehzahl der PMTFM wird durch die Lastmaschine auf einen Wert von 49 U/min entsprechend einer elektrischen Frequenz von 41 Hz eingestellt. Die sprunghafte Führungsanregung resultiert in einem transienten Ausgleichsvorgang der Drehzahl.

Der Sollwert der modellbasierten Vorsteuerung springt zwischen Leerlauf und der spektralen Zusammensetzung des nach Abschnitt 5.3 op-

timierten Strangstromes  $i_{\text{Ref}}$  für eine mittlere Strombelastung  $i_A$  von 20 A. Die Parameter der Vorsteuerung sind auf diesen Arbeitspunkt abgestimmt und werden nicht variiert. Es werden Frequenzen bis zur neunten Vielfachen der Synchronfrequenz berücksichtigt. Die Periodendauer der Amplitudenänderung ist ungleich einer vielfachen Periodendauer der elektrischen Kreisfrequenz, wodurch die Amplitude des Strangstromes zu unterschiedlichen elektrischen Phasenlagen geändert wird.

Die Systemantwort bei sprunghafter Führungsanregung ist in Abbildung 6.23 neben der modellbasiert berechneten Systemantwort dargestellt. Die berechnete Systemantwort bildet die Zieltrajektorie mit der transienten Dynamik nach der vorgegebenen Matrix  $\underline{\underline{A}}_R$  ab.

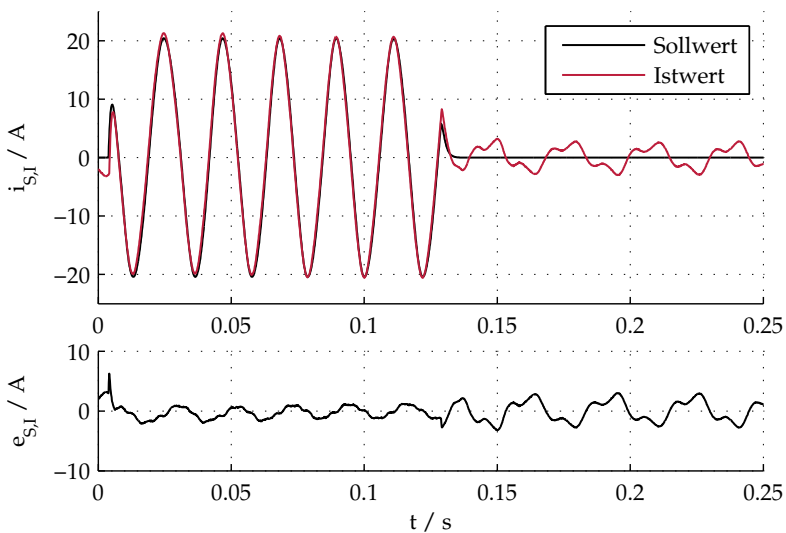


Abb. 6.23: Systemantwort des gesteuerten Systems bei alternierender Führungsanregung

Die gemessene Systemantwort zeigt Abweichungen zu der modellbasiert berechneten Systemantwort sowohl im transienten als auch stationären Betrieb. Die Differenzen im stationären Betrieb sind auf Parameterabweichungen zurückzuführen. Die Parameter wurden nach Kapitel 5 für einen

rein sinusförmigen Stromverlauf identifiziert. Die abweichende spektrale Zusammensetzung des Strangstromes resultiert in einer geringen Veränderung im Arbeitspunkt der Maschine und folglich in den resultierenden Parametern. Diese Abweichungen sind deutlicher im Leerlauf zu erkennen, da die in der Steuerung verwendeten Parameter auf die Strombelastung von 20 A abgestimmt sind. Die Parametervariation zeigt die Nachteile einer reinen Steuerung auf und verdeutlicht die Notwendigkeit einer Regelung für einen Betrieb mit stationärer Genauigkeit sowie die Anpassung der Parameter der Steuerung an den Betriebspunkt. Die Vorsteuerung der stationären Betriebsparameter ist dennoch vorteilhaft, da eine zusätzliche Regelung lediglich die Abweichungen bedingt durch die Variation der Betriebsparameter kompensieren muss.

Die transiente Abweichung der Systemantwort ist neben der Differenz durch den abweichenden Anfangswert ebenfalls auf Parameterfehler zurückzuführen. Einer dynamischen Änderung des magnetischen Arbeitspunktes wirken die differentiellen Induktivitäten des Eisenkreises entgegen [17]. Diese entsprechen nur im ungesättigten, linearen Bereich des Eisenkreises den absoluten Induktivitäten, die als Elemente der Matrix  $\underline{\underline{H}}_2$  durch das Identifikationsverfahren nach Kapitel 5 bestimmt wurden. Die Induktivitätsparameter der Elemente der Matrix  $\underline{\underline{G}}$  entsprechen folglich nur unter Vernachlässigung von Sättigungseffekten den Induktivitätsparametern der Elemente der Matrix  $\underline{\underline{H}}_2$ . Die Abweichungen der transienten Systemantwort können durch eine unabhängige Identifikation der Elemente der Matrix  $\underline{\underline{G}}$  reduziert werden. Dies setzt die Entwicklung und Erprobung eines Identifikationsverfahrens voraus<sup>3</sup>.

Die modellbasierte Vorsteuerung zeigt trotz der dynamischen und stationären Abweichungen eine hohe Leistungsfähigkeit. Ohne die Notwendigkeit der Rückkopplung des Strangstromes wird ein Großteil der zur Einprägung eines spezifischen Sollstromverlaufes notwendigen Spannung durch die modellbasierte Berücksichtigung der last- und drehzahlabhängigen Störungen zur Verfügung gestellt. Das Verfahren wird gleichzeitig zur Bestimmung der Sollstromtrajektorien verwendet.

<sup>3</sup>Das vorgestellte Identifikationsverfahren kann zur Bestimmung von  $\underline{\underline{G}}$  nicht eingesetzt werden.

### 6.3.2 Multiresonante Regelung

Die dynamischen und stationären Eigenschaften der multiresonanten Regelung werden ebenfalls durch die Betrachtung der Systemantwort bei sprunghafter Führungsanregung analysiert. Es wird der geschlossene Regelkreis betrachtet. Die Lastmaschine prägt, wie zur Analyse der modellbasierten Vorsteuerung, der PMTFM die Drehzahl von 49 U/min entsprechend einer elektrischen Frequenz von 41 Hz auf. Der Sollstromverlauf springt ebenfalls zwischen dem Leerlauf und dem optimierten Strangstrom  $\underline{i}_{\text{Ref}}$  für eine mittlere Strombelastung  $i_A$  von 20 A. Der lageabhängige Sollwertverlauf wird direkt mithilfe der Ausgangsmatrix  $\underline{\underline{C}}(\varepsilon)$  berechnet.

Der proportionale Verstärkungsfaktor  $P$  und die Integrationszeitkonstante  $T_1$  des Synchronfrequenzresonators werden durch eine Approximation des Regelkreises parametrisiert. Es wird vereinfachend angenommen, dass sich der resonante Regler an der Strecke wie ein PI-Regler in Parallelstruktur an einer Streckenverzögerung mit der Zeitkonstante  $T_S = L_0/R_S$  verhält. Die Rechenzeit und die Stellgliedverzögerung werden als Halteglied mit einer Verzögerungszeit von  $T_E = 1,5 T_{\text{PWM}}$  approximiert. Die Parameter sind durch Gleichung (6.3) gegeben. Es wird eine Dämpfung von 1,3 vorgegeben. Eine geringere Dämpfung führt zu nichtlinearem transienten Verhalten durch die Stellgrößenbegrenzung.

$$\begin{aligned} P &= \frac{T_S}{4 D^2 T_E} = \frac{L_0}{6 D^2 R_S T_{\text{PWM}}} \\ T_1 &= 4 D^2 T_E = 6 D^2 T_{\text{PWM}} \end{aligned} \quad (6.3)$$

Die Integrationszeitkonstanten der weiteren Resonatoren werden empirisch parametrisiert. Abbildung 6.24 zeigt die Systemantwort des geregelten Systems bei alternierender Führungsanregung. Die Systemantwort zeigt ein dynamisches Einschwingverhalten für die Synchronfrequenz, wohingegen die transienten Ausgleichsvorgänge der harmonischen Komponenten des Strangstromes mehrere Perioden der Synchronfrequenz benötigen, um ihren stationären Endwert zu erreichen<sup>4</sup>. Zur

<sup>4</sup>In Abbildung 6.24 wird der stationäre Endwert nicht erreicht. Die Konvergenz des Regelfehlers zu Null ist ersichtlich.

Beschleunigung der transienten Ausgleichsvorgänge ist eine analytische Auslegung der multiresonanten Regelung mit Berücksichtigung der Streckeneigenschaften erforderlich.

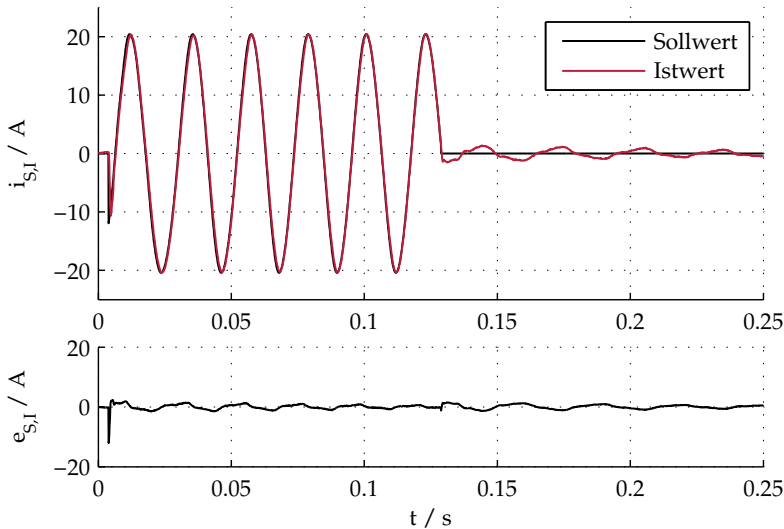


Abb. 6.24: Systemantwort des geregelten Systems bei alternierender Führungsanregung

Der stationäre Zustand ist geprägt durch eine sehr hohe Übereinstimmung von Soll- und Istwertverlauf. Zur Bewertung der Genauigkeit wird das Frequenzspektrum des Regelfehlers betrachtet. Als Referenz dient eine resonante Regelung nach Abbildung 4.3, die ebenfalls nach Gleichung (6.3) parametrisiert wird. Abbildung 6.25 zeigt das Frequenzspektrum mehrerer hundert Perioden des gemessenen Stromverlaufs für die resonante und für die multiresonante Regelung. Der Sollstromverlauf entspricht dem optimierten Strangstrom  $i_{\text{Ref}}$  für eine mittlere Strombelastung  $i_A$  von 20 A. Es ist ersichtlich, dass der resonante Regler die Störkomponenten der Synchronfrequenz stationär genau unterdrückt, jedoch verbleiben Regelfehlerkomponenten bei den Harmonischen der Synchronfrequenz. Die multiresonante Regelung ist in der Lage, auch diese Regelfehler zu unterdrücken.



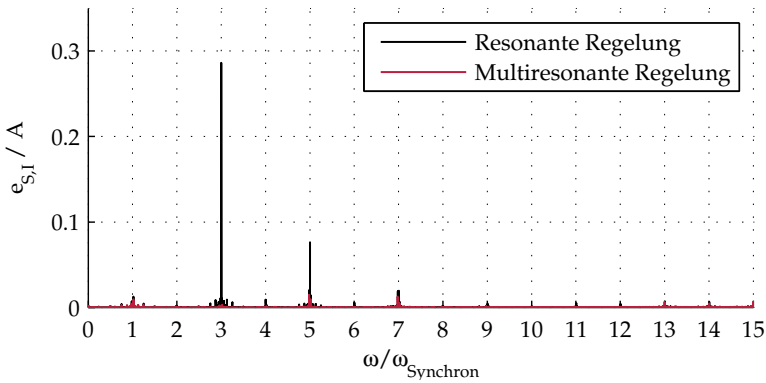


Abb. 6.25: Frequenzspektrum des Regelfehlers bei resonanter Regelung und multiresonanter Regelung

Das stationäre Betriebsverhalten der multiresonanten Regelung erfüllt die benötigte stationäre Genauigkeit für die Synchronfrequenz und ihre Harmonischen für den Betrieb einer TFM mit optimierten Stromverläufen. Das transiente Verhalten zeigt jedoch nichtlineares Verhalten bezüglich der Dauer der Ausgleichsvorgänge. Der geschlossene Regelkreis kann daher nicht durch eine konstante Verzögerung approximiert werden. Dies erschwert eine Auslegung von weiteren Reglerkaskaden zur Drehzahl- und Positionsregelung.

### 6.3.3 Multiresonante Modellfolgeregelung

Die multiresonante Modellfolgeregelung nach Abbildung 4.5 vereint die Vorteile der modellbasierten Vorsteuerung und der multiresonanten Regelung. Das Führungsverhalten wird unter gleichen Versuchsbedingungen, einer eingepprägten Drehzahl von 49 U/min bei alternierender Führungsanregung, betrachtet. Der Sollstromverlauf entspricht den Verläufen in den Unterabschnitten 6.3.1 und 6.3.2. Die Parameter der multiresonanten Regelung werden identisch zu den Parametern in Unterabschnitt 6.3.2 gewählt. Die Parameter der Vorsteuerung sind auf die mittlere Strombelastung  $i_A$  von 20 A abgestimmt. Die Systemantwort ist in Abbildung 6.26 dargestellt.

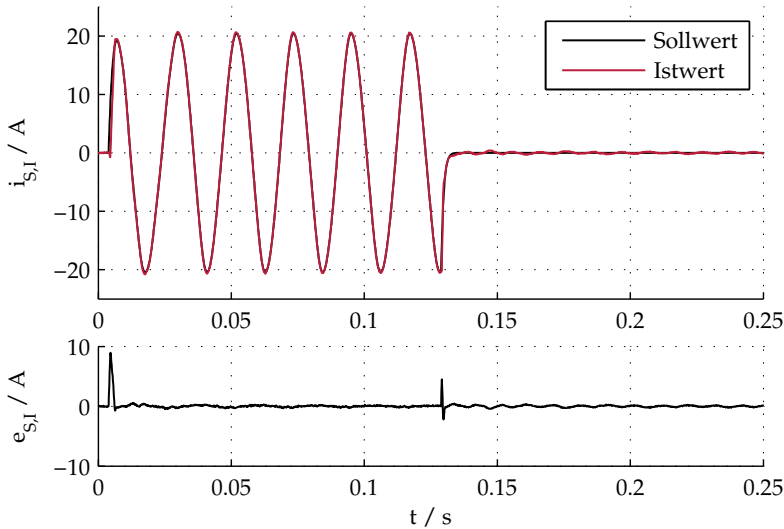


Abb. 6.26: Systemantwort der Modellfolgeregelung bei alternierender Führungsanregung (PMTFM)

Ein Vergleich der Abbildung mit den Abbildungen 6.23 und 6.24 zeigt ein beschleunigtes transientes Abklingen des Regelfehlers sowie geringere transiente Abweichungen zwischen dem modellbasiert berechneten Strangstrom und dem gemessenen Strangstrom. Da die Parameter der modellbasierten Vorsteuerung auf die Strombelastung von 20 A abgestimmt sind, weist der Regelfehler im Leerlauf einen geringen transienten Ausgleichsvorgang über mehrere Perioden der Synchronfrequenz auf. Die multiresonante Regelung unterdrückt stationäre Abweichungen. Durch die Modellfolge ist das Verhalten durch die Dynamikmatrix  $\underline{A}_R$  beschrieben, wodurch auch die Drehmomentdynamik entsprechend approximiert werden kann.

Abbildung 6.27 zeigt das Führungsverhalten der multiresonanten Modellfolgeregelung für die identifizierte TFRM. Die Lastmaschine prägt der TFRM eine Drehzahl von 145 U/min auf. In der Vorsteuerung sowie im Sollstromverlauf werden ausschließlich gerade Harmonische bis

zur zwölften Vielfachen der Synchronfrequenz<sup>5</sup> berücksichtigt. Die multiresonante Regelung beinhaltet Resonatoren für gerade Harmonische bis zur 14ten Vielfachen der Synchronfrequenz. Die Skalierung des optimierten Strangstromes  $i_{\text{Ref}}$  für eine mittlere Strombelastung  $i_A$  von 30 A alterniert zwischen 12,5% und 100%.

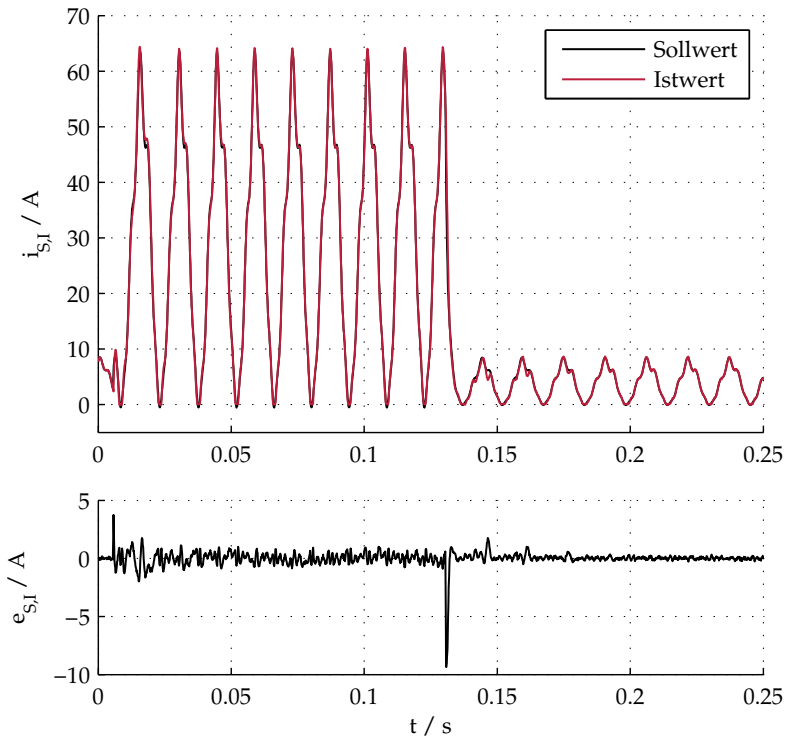


Abb. 6.27: Systemantwort der Modellfolgeregelung bei alternierender Führungsanregung (TFRM)

Die dynamischen und transient abklingenden Regelfehler sind auf Parameterabweichungen zwischen der Regelstrecke und der Vorsteuerung

<sup>5</sup>Die Synchronfrequenz bei TFRM ist bezogen auf die Polpaarfrequenz. Die dominante Drehmomentbildung entsteht aus der Interaktion des Gleichanteils mit der zweiten Harmonischen.

zurückzuführen. Die im stationären Regelfehler verbleibende dominante Frequenz entspricht der 16ten Vielfachen der Synchronfrequenz. Diese wird aufgrund begrenzter Rechenleistung weder in der Vorsteuerung noch in der multiresonanten Regelung berücksichtigt.

Aus der Abbildung ist ersichtlich, dass das vorgestellte Regelverfahren für TFRM wie für PMTFM eingesetzt werden kann. Das Betriebsverhalten erfüllt die Forderung nach hoher Dynamik und Genauigkeit, auch im transienten Betriebsfall.

Das Verhalten der multiresonanten Modellfolgeregelung bei veränderlicher Drehzahl wird durch Reversiertvorgänge abgebildet. Die PMTFM wird mit einer sprunghaften Führungsanregung betrieben. Die Anregung alterniert zwischen dem optimierten Strangstrom für positives Drehmoment sowie dem optimierten Strangstrom für negatives Drehmoment für eine mittlere Strombelastung von 20 A. Die Lastmaschine ist inaktiv. Das alternierende Drehmoment resultiert in einem abwechselnd steigenden und fallenden Rampenverlauf der Drehzahl um den Mittelwert von Null U/min. In Abbildung 6.28 ist das Systemverhalten dargestellt.

Die multiresonante Modellfolgeregelung ermöglicht die Einprägung des Sollstromverlaufs auch bei variabler Drehzahl. Vernachlässigbare Abweichungen zwischen dem Soll- und Istwertverlauf treten bei Sollwertänderung auf. Der Drehzahlverlauf zeigt einen Beschleunigungsvorgang mit geringer Restwelligkeit. Die sprunghafte Drehmomentänderung regt einen transienten Einschwingvorgang im mechanischen System an. Die Schwingungen sind auf das Zahnriemengetriebe und Rastmomente zurückzuführen. Eine geringere Drehmomentwelligkeit kann durch experimentell identifizierte Stromverläufe erreicht werden [36].

Abbildung 6.29 zeigt einen Reversiertvorgang der TFRM. Die Leistungsfähigkeit der multiresonanten Regelung für TFRM ist wie für PMTFM auch bei variabler Drehzahl gewährleistet.

Durch die deterministische Drehmomentdynamik können weitere Regelkreise zur Drehzahl- oder Positionsregelung nach dem Stand der Technik [11,21] ausgelegt werden.

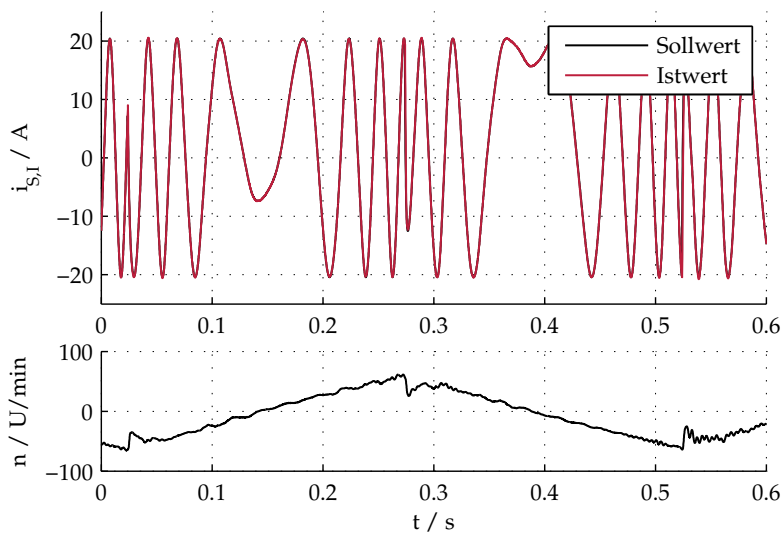


Abb. 6.28: Reversiervorgang der Modellfolgeregelung (PMTFM)

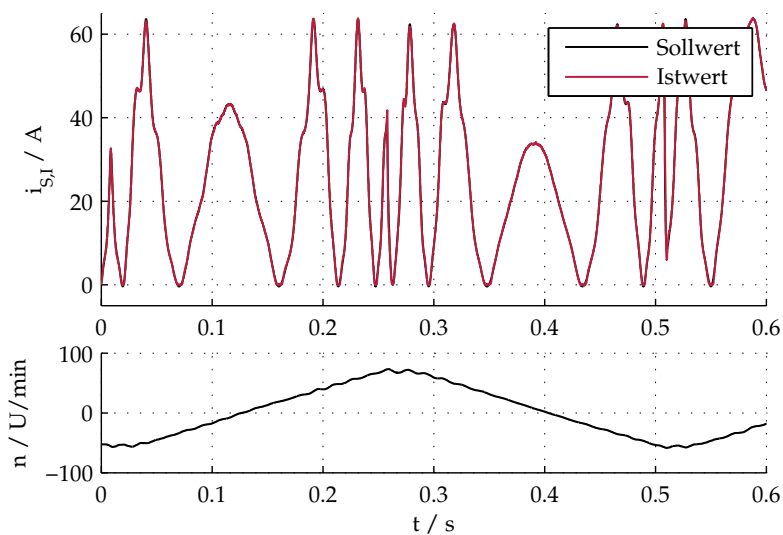


Abb. 6.29: Reversiervorgang der Modellfolgeregelung (TFRM)

## 7 Zusammenfassung und Ausblick

Die Modellierung des dynamischen Verhaltens der TFM und die Auslegung einer Stromregelung sind Inhalt dieser Arbeit. Neben den synchronen Betriebsgrößen der elektrischen Maschine resultieren durch das nichtlineare elektromagnetische Verhalten der Antriebe weitere Harmonische der Synchronfrequenz. Die Unterdrückung von unerwünschten harmonischen Stromkomponenten und die gezielte Einprägung von Stromharmonischen zur Betriebsführung mit geringer Drehmomentwelligkeit sind Regelziele der Stromregelung.

Ein Schwerpunkt der Arbeit ist die Modellierung des nichtlinearen elektromagnetischen Verhaltens durch ein dynamisches Modell mit konzentrierten Parametern. Aus einer Reihenentwicklung für die effektive magnetische Leitfähigkeit des Luftspaltes wird ein Modell zur Beschreibung der Strangstromdynamik abgeleitet. Die Berücksichtigung von Oberschwingungskomponenten der permanenterregten Anteile des verketteten Flusses sowie der Variation der Stranginduktivität bildet das Modell das Synchronfrequenzverhalten sowie die Entstehung von Stromharmonischen durch konzentrierte Parameter ab. Die Beschreibung mit konzentrierten Parametern erlaubt eine Transformation des Systems, wodurch der stationäre Betrieb der TFM durch Gleichgrößen in einem spektralen Zustandsraummodell beschrieben werden kann. Der Zustandsvektor des Modells enthält die Frequenzkomponenten des Strangstromes. Ansatz für diese Transformation ist eine zeitabhängige Reihenentwicklung für den Strangstrom. Die Wirkung von differentiellen Induktivitäten ist durch das vorgestellte Modell bisher nicht abgebildet. Dies führt zu Abweichungen in transienten Änderungen der magnetischen Arbeitspunkte. Die allgemeine Darstellung zur Beschreibung der Synchronfrequenz und ihrer Harmonischen kann reduziert werden, um eine kompakte Darstellung der Synchronfrequenz unter Vernachlässi-

gung der Stromharmonischen zu erhalten. Zur analytischen Auslegung der Stromregelung unter Berücksichtigung der Stromharmonischen wird die allgemeine Darstellung verwendet.

Die Beschreibung der Dynamik des Strangstromes durch das spektrale Zustandsraummodell ermöglicht die Auslegung einer spektralen Zustandsregelung. Die Dynamik des geschlossenen Kreises kann durch eine Dynamikmatrix vorgegeben werden. Da der Zustandsvektor nicht verzögerungsfrei gemessen werden kann, wird der Vektor modellbasiert berechnet. Die Stellgröße des Zustandsreglers wird zur Vorsteuerung der Strecke verwendet.

Um Abweichungen zwischen dem Zustandsraummodell und dem realen System zu kompensieren wird ein multiresonanter Stromregler als Folgeregler innerhalb einer Modellfolgeregelung eingesetzt. Eingangsgröße des Reglers ist die Abweichung zwischen den Augenblickswerten des modellbasiert berechneten Strangstromes in skalarer Darstellung und des gemessenen Strangstromes. Der multiresonante Stromregler besitzt einen Proportionalpfad sowie mehrere frequenzvariante Resonatoren. Die frequenzvarianten Resonatoren wirken mit integraler Stellgröße gegen Regelabweichungen bei der Synchronfrequenz sowie ihren Harmonischen. Die Regelung erreicht im eingeschwungenen Zustand stationäre Genauigkeit für alle berücksichtigten Frequenzkomponenten.

Zur Identifikation der zur Vorsteuerung benötigten Modellparameter wird ein Verfahren beschrieben, welches die spektrale Zusammensetzung des Strangspannungsverlaufes auswertet. Es wird der stationäre Zustand für einen definierten Strangstromverlauf betrachtet. Stationäre Genauigkeit für den definierten Verlauf wird durch die multiresonante Regelung sichergestellt. Die Identifikation wird für eine PMTFM und eine TFRM beschrieben. Die Betrachtung des Grunddrehzahlbereichs sowie des Feldschwächbereichs bei Variation der Strombelastung erlaubt die Darstellung der lastabhängigen Sättigungseffekte der Antriebe. Eine Betriebsform mit minimierter Drehmomentwelligkeit wird modellbasiert berechnet. Sättigungseinflüsse werden durch die Berücksichtigung der Lastabhängigkeit der Parameter in die Berechnung mit einbezogen.

Das Verfahren zur Stromregelung wird für die identifizierten Antriebe experimentell erprobt. Die modellbasierte Vorsteuerung wird eigenständig zur Validierung des dynamischen Modells sowie der Zustandsregelung betrachtet und analysiert. Dynamische und stationäre Abweichungen werden betrachtet und erläutert. Die Analyse des eigenständigen Betriebs der multiresonanten Stromregelung zeigt die stationäre Genauigkeit im eingeschwungenen Zustand. Als multiresonante Modellfolgeregelung wird die Kombination der Verfahren für sprunghafte Führungsanregung bei konstanter Drehzahl sowie in Reversiervorgängen gezeigt. Das Verfahren ist sowohl für PMTFM als auch TFRM anwendbar.

Die Verfahren zur Modellierung, Regelung und Identifikation sind über die Anwendung zum Betrieb von TFM hinaus übertragbar auf weitere dynamische Systeme. Das Konzept zur Darstellung des periodischen Verhaltens der TFM in einem spektralen Zustandsraum ist übertragbar auf beliebige dynamische Prozesse mit stetigen, periodischen Parametern, Störungen oder Führungsverläufen. Gleichmaßen ist der Entwurf des spektralen Zustandsreglers übertragbar.

Die frequenzvariante, multiresonante Regelung ist ebenfalls nicht auf die Stromregelung bei TFM beschränkt. Die Regelung wurde bereits erfolgreich in weiteren Anwendungen, wie z.B. zur Unterdrückung von Stromharmonischen bei permanenterregten Synchronmaschinen und zur Kompensation von Drehzahlschwankungen bei Hybridschrittmotoren, getestet. Die Reglerstruktur eignet sich allgemein zum stationär genauen Betrieb von stetigen und periodischen Prozessen mit konstanter oder variabler Wiederholfrequenz. Analytische Auslegungsverfahren für die Regelung sind Gegenstand aktueller Forschung.

Die Identifikation von Modellparametern durch die Analyse der Stellgrößenverläufe bei quasi-stationären Arbeitspunkten konstanter Frequenz kann ebenfalls auf weitere Prozesse angewandt werden. Der Frequenzgang eines dynamischen Systems lässt sich durch das Verfahren für vorgegebene Ausgangsamplituden im geschlossenen Regelkreis bestimmen. In [60] wird das Verfahren zur Identifikation der Parameter von Hybridschrittmotoren beschrieben.



Weitere Konzepte zum Betrieb von TFM können aus dem vorgestellten dynamischen Modell abgeleitet werden. Insbesondere für die Synchronfrequenz sind häufig einfache Reglerstrukturen wie PI-Regler durch die hohe Verbreitung und Akzeptanz in Industrieanwendungen gefragt. Modellbasierte Regelungen mit integralen Beobachterstrukturen bieten Möglichkeiten, um klassische und erprobte Reglerkonzepte wie PI-Regler an die Stromdynamik der TFM anzupassen.

## Referenzen

- [1] Amreiz, H.: *A comparison between transverse flux and conventional switched reluctance machines*. In: *Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on*, S. 1–8, 2010.
- [2] Beyer, S.: *Untersuchungen am magnetischen Kreis der permanentmagnet-erregten Transversalflussmaschine in Sammler-Bauweise*. Dissertation, TU Braunschweig. Papierflieger, 1997.
- [3] Blaschke, F.: *Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Drehfeldmaschine*. Dissertation, TU Braunschweig. 1974.
- [4] Blasko, V., L. Arnedo, P. Kshirsagar und S. Dwari: *Control and elimination of sinusoidal harmonics in power electronics equipment: A system approach*. In: *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, S. 2827–2837, 2011.
- [5] Blissenbach, R.: *Entwicklung von permanenterregten Transversalflußmaschinen hoher Drehmomentdichte für Traktionsantriebe*. Dissertation, Berichte aus der Elektrotechnik. Shaker, 2002.
- [6] Borecki, J., M. Joost und B. Orlik: *Study on fault-tolerant electrical drive, based on transverse flux reluctance motor and improved converter topology*. In: *PCIM Europe 2014; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management; Proceedings of*, S. 1–7, 2014.
- [7] Bronštejn, I., G. Musiol und H. Mühlig: *Taschenbuch der Mathematik*. Deutsch, 2008.
- [8] Degèle, B.: *Optimierung des Betriebsverhaltens einer elektrisch erregten Transversalflußmaschine*. Dissertation, TU Braunschweig. Papierflieger, 1997.
- [9] Goertzel, G.: *An Algorithm for the Evaluation of Finite Trigonometric Series*. *The American Mathematical Monthly*, 65(1):pp. 34–35, 1958.

- [10] Groke, H.: *Regelung eines permanentmagnetenerregten Transversalflussgenerators für direkt angetriebene Windenergieanlagen*. Dissertation, Berichte des Instituts für elektrische Antriebe, Leistungselektronik und Bauelemente der Universität Bremen. VDI-Verlag, 2013.
- [11] Gröling, C.: *Optimierungspotenzial bei Servoumrichtern für permanentterregte Synchronmaschinen*. Dissertation, TU Braunschweig, 2009.
- [12] Gärtner, M.: *Modellbildung einer Transversalflussmaschine für die stationäre und dynamische Simulation*. Dissertation, Berichte aus dem Institut für Elektrische Energiewandlung. Shaker, 2014.
- [13] Gärtner, M., F. Schuller, N. Parspour und P. Seibold: *Analytical modeling and simulation of highly utilized electrical machines considering non-linear effects*. In: *Electrical Machines (ICEM), 2012 XXth International Conference on*, S. 2786–2791, 2012.
- [14] Homann, M., T. Noeßelt und W. Schumacher: *Aspekte der Strommessung in Drehfeldmaschinen mit Delta Sigma Umsetzern*. In: *SPS/IPC/Drives 2013*, S. 429–438, 2013.
- [15] Jajtic, Z.: *Vortriebskraftoptimierung bei der elektrisch erregten Transversalflußmaschine*. Dissertation, TU Braunschweig. Papierflieger, 1994.
- [16] Jiang, J.: *Analytische und dreidimensionale numerische Berechnung von Transversalflussmaschinen*. Dissertation, TU Braunschweig. 1988.
- [17] Kallenbach, E., R. Eick, P. Quendt, T. Ströhla, K. Feindt, M. Kallenbach und O. Radler: *Elektromagnete*. Vieweg+Teubner Verlag, 2012.
- [18] Kang, D. H., J. W. Kim, D. Kisk, V. Navrapescu und M. Kisk: *Dynamic Simulation of the Transverse Flux Machine using Linear Model and Finite Element Method*. In: *Industrial Electronics Society, 2007. IECON 2007. 33rd Annual Conference of the IEEE*, S. 1304–1309, 2007.
- [19] Kovács, K. und I. Rácz: *Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen*. Nr. 2 in *Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen*. Verlag der Ungarischen Akademie der Wissenschaften, 1959.
- [20] Kruse, R.: *Entwurfsverfahren für Transversalfluß-Reluktanzmotoren*. Dissertation, Technische Fakultät der Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg, 2000.

- [21] Leonhard, W.: *Regelung Elektrischer Antriebe*. Springer Berlin Heidelberg, 2000.
- [22] Leonhard, W.: *Statistische Analyse linearer Regelsysteme*. Teubner Studienbücher Technik. Vieweg+Teubner Verlag, 2013.
- [23] Lunze, J.: *Regelungstechnik 1: Systemtheoretische Grundlagen, Analyse und Entwurf Einschleifiger Regelungen*. Regelungstechnik / Jan Lunze. Springer, 2005.
- [24] Lunze, J.: *Regelungstechnik 2: Mehrgrößensysteme, Digitale Regelung*. Nr. 2 in *Springer-Lehrbuch*. Springer, 2008.
- [25] Mattavelli, P.: *Synchronous-frame harmonic control for high-performance AC power supplies*. IEEE Transactions on Industry Applications, 37(3):864–872, 2001.
- [26] Meer, R., H. Hasanien und A. Alolah: *Dynamic simulation of single phase transverse flux linear motor*. In: *Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC), 2014 International*, S. 493–498, 2014.
- [27] Miranda, U. A., L. G. B. Rolim und M. Aredes: *A DQ Synchronous Reference Frame Current Control for Single-Phase Converters*. In: *IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*, S. 1377–1381, 2005.
- [28] Moore, E. H.: *On the reciprocal of the general algebraic matrix*. Bulletin of the American Mathematical Society, 26:394–395, 1920.
- [29] Mordey, W.: *Electric Generator*, 1890. US Patent 437501.
- [30] Orlik, B.: *Zum Betriebsverhalten mikrorechnergeregelter und pulswechselrichter gespeister Synchronmaschinen mit Permanentmagneterregung*. Dissertation, TU Braunschweig. 1987.
- [31] Orlik, B. und G. Tisborn: *Optimal Operation of Induction Motor Drives*. In: *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*, S. 1–10, 2007.
- [32] Orlik, T.: *Modellierung und sensorlose Regelung permanenterregter Synchronmaschinen unter Berücksichtigung des Sättigungsverhaltens*. Dissertation, TU Braunschweig. Sierke Verlag, 2014.
- [33] Penrose, R.: *A generalized inverse for matrices*. Mathematical Proceedings of the Cambridge Philosophical Society, 51:406–413, 1955.

- [34] Pfeiffer, C.: *Einsatz von Reluktanzmotoren für langsam laufende Servodirektantriebe*. Dissertation, Technische Fakultät der Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg, 2000.
- [35] Schümann, U.: *Parameteridentifikation und -adaption an Asynchronmaschinen*. Berichte des Instituts für elektrische Antriebe, Leistungselektronik und Bauelemente der Universität Bremen. VDI-Verlag, 2007.
- [36] Schüttler, J.: *Parameteridentifikation und optimierte Regelung für Transversalfeldmaschinen*. Dissertation, Berichte des Instituts für elektrische Antriebe, Leistungselektronik und Bauelemente der Universität Bremen. VDI Verlag, 2012.
- [37] Schüttler, J. und B. Orlik: *Analytical model describing the operation behaviour of transverse flux machines in flat magnet configuration*. In: *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*, S. 1–10, 2007.
- [38] Schuller, F., N. Parspour und L. Chen: *Position control of a linear transverse flux machine with subordinate current control*. In: *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, S. 629–633, 2014.
- [39] Schumacher, W.: *Grundlagen der Regelungstechnik*. Institut für Regelungstechnik, TU Braunschweig, 2014.
- [40] Schumacher, W.: *Erweiterte Methoden der Regelungstechnik*. Institut für Regelungstechnik, TU Braunschweig, 2015.
- [41] Seibold, P. und N. Parspour: *Analytical computation method of transverse flux permanent magnet excited machines via nodal analysis*. In: *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, S. 410–415, 2014.
- [42] Siatkowski, M., J. Schüttler und B. Orlik: *FEM-data based model for fast simulation of a transverse flux machine*. In: *Electrical Machines (ICEM), 2010 XIXth International Conference on*, S. 1–6, 2010.
- [43] Unbehauen, H.: *Regelungstechnik I: Klassische Verfahren zur Analyse und Synthese linearer kontinuierlicher Regelsysteme, Fuzzy-Regelsysteme*. Studium Technik. Vieweg+Teubner Verlag, 2008.
- [44] Vinogradski, M., U. Werner, J. Schüttler, T. Petter und B. Orlik: *Generation of optimized current wave forms for the production of minimized cogging torque of transverse flux motors for direct drive applications*.

- In: *11th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC)*, 2004.
- [45] Wang, J.-K., W. Cui und J.-Z. Jiang: *Stationary-frame current control strategy for transverse flux permanent-magnet machine*. Journal of Shanghai University (English Edition), 12, 2008.
- [46] Weh, H.: *Transversalflussmaschine*. In: *Elektrische Antriebe - Grundlagen*, Springer-Lehrbuch, S. 391–409. Springer Berlin Heidelberg, 2007.
- [47] Weh, H. und Z. Jajtic: *Bauform für elektrisch erregte Transversalflußmaschinen*, 1992. DE Patent 41 25 779.
- [48] Weh, H. und J. Jiang: *Berechnungsgrundlagen für Transversalflußmaschinen*. Archiv für Elektrotechnik, 71(3):187–198, 1988.
- [49] Weh, H. und H. May: *Achievable force densities for permanent magnet excited machines in new configurations*. In: *International Conference on Electrical Machines*, S. 1107–1111, 1986.
- [50] Werner, U.: *Optimierung der Betriebseigenschaften permanenterregter Transversalflussmaschinen als Servo-Direktantriebe*. Dissertation, Berichte des Instituts für elektrische Antriebe, Leistungselektronik und Bauelemente der Universität Bremen. VDI-Verlag, 2008.
- [51] Werner, U., H. Raffel, O. Harling, P. N. und B. Orlik: *Strategies to reduce torque and current ripples of transverse flux permanent magnet generators for wind turbine applications*. In: *10th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, 2003.

## Veröffentlichungen im Rahmen dieser Dissertation

- [52] Klöck, J., T. Orlik und W. Schumacher: *Modeling and torque ripple minimization of Transverse Flux machines*. In: *15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, S. 1–8, Sept 2013.
- [53] Klöck, J. und W. Schumacher: *Harmonic current control for transverse flux machines*. In: *Proceedings of PCIM Europe 2014; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, S. 1–8, May 2014.
- [54] Klöck, J. und W. Schumacher: *Modeling and control of Transverse Flux Reluctance Machines*. In: *16th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'14-ECCE Europe)*, S. 1–10, Aug 2014.
- [55] Klöck, J. und W. Schumacher: *Parameter identification of transverse flux machines using harmonic current control*. In: *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, S. 850–856, Sept 2014.
- [56] Klöck, J. und W. Schumacher: *Vergleich von Betriebsarten für Transversalfuss-Reluktanzantriebe*. In: *Kongressband SPS/IPC/Drives*, 2014.
- [57] Klöck, J. und W. Schumacher: *Phase Current Harmonics in Transverse Flux Machines: a State Space Representation*. In: *17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, S. 1–10, Sept 2015.

## Interne Berichte und betreute studentische Arbeiten

- [58] Klein, A.: *Darstellung des dynamischen Verhaltens von Transversalflussmaschinen durch Differentialgleichungen harmonischer Stromkomponenten*. Masterthesis. Institut für Regelungstechnik, TU Braunschweig, 2014.
- [59] Klöck, J.: *Ansätze zur Darstellung und Regelung von Transversalflussmaschinen durch Differentialgleichungen harmonischer Stromkomponenten*. Interner Kurzbericht, Institut für Regelungstechnik, TU Braunschweig, 2014.
- [60] Oeltze, M.: *Modellierung und Identifikation des elektromagnetischen Verhaltens von Hybridschrittmotoren*. Masterthesis. Institut für Regelungstechnik, TU Braunschweig, 2014.